

Міністерство освіти та науки України Національний технічний університет  
України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Тракти прийому і передачі сигналів**  
(кредитний модуль: «Тракти прийому і передачі сигналів»)

**Методичні вказівки**  
до проведення практичних занять  
для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
спеціалізацій «Інженерія та програмування інфокомунікацій»,  
«Телекомунікаційні системи та мережі»

*Затверджено Вченою радою ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського 2021

“Тракти прийому і передачі сигналів” [Текст]: метод. вказівки до проведення практичних занять для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» спеціалізацій «Телекомунікації», / Уклад.: Г.Л.Авдєєнко, О.Ф.Цуканов. – К.: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 212 с.

*Гриф надано Вченою радою ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського  
(Протокол № 1 \_\_від 25.01.2021)*

Навчальне видання

**Тракти прийому і передачі сигналів**  
(кредитний модуль «Тракти прийому і передачі сигналів»)

**Методичні вказівки**  
до проведення практичних занять  
для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
спеціалізацій «Інженерія та програмування інфокомунікацій», «Телекомунікаційні системи  
та мережі»

Укладач: Авдєєнко Г.Л., Цуканов О.Ф. к.т.н.  
Відповідальний редактор: .

Рецензенти: В.В.Максимов

## ЗМІСТ

<b>Вступ .....</b>	<b>4</b>
<b>Загальні вказівки до виконання практичних занять .....</b>	<b>5</b>
<b>Практичне заняття № 1. Основні відомості про радіопередавальні пристрої .....</b>	<b>6</b>
<b>Практичне заняття № 2. Структурні схеми радіоприймачів. Коефіцієнт шуму та чутливість радіоприймача. Односигнальна та багатосигнальна вибірність. Вимоги до тракту радіочастоти. Автогенератори з параметричною стабілізацією частоти.....</b>	<b>11</b>
<b>Практичне заняття № 3. Загальні питання радіоприймальних пристроїв.....</b>	<b>14</b>
<b>Практичне заняття № 4. Вхідне коло радіоприймальних пристроїв .....</b>	<b>19</b>
<b>Практичне заняття № 5. Односигнальна вибірковість приймача. Методи прямого синтезу частот. ....</b>	<b>24</b>
<b>Практичне заняття № 6. Системи непрямого синтезу частот. Багатосигнальна вибірковість радіоприймача. ....</b>	<b>30</b>
<b>Практичне заняття №7 «Моделювання синтезатора частот з використанням кола імпульсної ФАПЧ за допомогою програмного пакету ADIsimPLL 4.30» .....</b>	<b>37</b>
<b>Практичне заняття №8 Розрахунок високочастотного лампового підсилювача потужності радіопередавального пристрою системи радіозв'язку. ....</b>	<b>85</b>
<b>Практичне заняття №9 Розрахунок попереднього транзисторного каскаду підсилення потужності радіопередавального пристрою системи радіозв'язку. ...</b>	<b>127</b>
<b>Додатки.....</b>	<b>168</b>
<b>Практичне заняття №10. Передпроектна оцінка передачі інформації по лінії далекого космічного зв'язку. Техніко-економічна оптимізація тракту НВЧ приймальної та передавальної земної станції супутникової лінії зв'язку .....</b>	<b>180</b>
<b>Перелік посилань .....</b>	<b>211</b>

## **Вступ**

Кредитний модуль дисципліни «Тракти прийому і передачі сигналів», який викладається студентам, що навчаються за спеціальностями 172 «Телекомунікації та радіотехніка» спеціалізацій «Інженерія та програмування інфокомунікацій» присвячений питанням аналізу та побудови сучасних технологій трактів прийому і передачі сигналів.

Одним з напрямку розвитку інформаційно-комунікаційних систем на сьогодні є розвиток сучасних технологій передавальних та приймальних пристроїв.

Сучасні технології передавальних та приймальних пристроїв постійно вдосконалюються та поширюються у всьому світі та є складовим елементом інформаційної безпеки держави.

Таким чином, для студентів, що отримують спеціальність в галузі телекомунікацій, необхідним є розуміння основ сучасних технологій передавальних та приймальних пристроїв.

В даному посібнику викладено вказівки до виконання практичних занять в межах зазначеного кредитного модуля. Основною метою практичних занять є отримання студентами навичок з основ побудови сучасних технологій трактів прийому і передачі сигналів.



## **Загальні вказівки до виконання практичних занять**

### **Підготовка до заняття**

Під час підготовки до заняття необхідно опрацювати зазначений теоретичний матеріал, що було викладено в рамках лекційного курсу. Для більш детального розгляду теоретичного матеріалу необхідно скористатись додатковою літературою, посилання на окремі джерела містяться в матеріалах лекцій. Список літератури для підготовки, де розглянуто усі теоретичні та практичні питання в межах практичних занять, наведено в кінці даного посібника у відповідному розділі.

### **Хід виконання роботи та вимоги до оформлення результатів**

На кожному практичному занятті розглядаються декілька практичних питань. На початку заняття студент демонструє виконання визначених практичних завдань у письмовому вигляді або у вигляді текстового файла, який містить результати розробки. Оцінка роботи студента на занятті враховує:

- наявність оформлених результатів розрахунків;
- розуміння основних теоретичних положень в рамках тематики заняття;
- розуміння змісту практичних питань, розглянутих на занятті.

## **Практичне заняття № 1. Основні відомості про радіопередавальні пристрої**

### **1. Мета роботи**

1. Вивчити та засвоїти основні терміни пов'язані зі тематикою радіопередавальних пристроїв.
2. Вивчити класифікацію, принципи побудови сучасних радіопередавальних пристроїв.
3. Зрозуміти загальні характеристики, структуру та принципи побудови радіопередавальних пристроїв.

### **2. Теоретичні знання**

Студент має володіти теоретичним матеріалом, викладеним у лекції № 1,2.

### **3. Організація роботи на занятті**

Під час аудиторного заняття послідовно виконується одне або декілька завдань. Усі присутні одночасно беруть участь у обговоренні питань. Один зі студентів надає відповідь на визначене біля дошки, решта – на персональних комп'ютерах або в зошиті для практичних занять.

### **4. Фіксація результатів виконання завдань**

Підготовка до практичного заняття включає роботу студента з основною та додаткову літературою. Результатом роботи кожного студента є окремий документ Microsoft Word, в якому висвітлюються основні відповіді на кожне питання. Даний файл має містити такі пункти:

- 1) вступ;
- 2) сутність питання;
- 3) висновки. Якщо студент виконує завдання вручну в зошиті, наприкінці заняття він показує викладачеві відповідні результати розрахунків.

### **5. Оцінка роботи студентів на занятті**

Наприкінці практичного заняття викладач оцінює кожного студента, присутнього на ньому. Демонстрація файлу результатів або зошита з виконанням усіх розглянутих завдань є підставою для отримання студентом максимального балу, передбаченого за роботу на занятті. При цьому неповне виконання завдань, відсутність зафіксованих результатів роботи або нездатність студента відповісти на теоретичні питання є підставою для зниження оцінки. Мінімальною оцінкою є 0 балів, що відповідає відсутності студента на занятті або відсутності жодних результатів роботи на ньому.

## 6. Виступи студентів на теми:

1. Досліди Г. Герца. Структурна схема та принцип дії найпростішого радіопередавального пристрою А. С. Попова.
2. Основні етапи розвитку техніки та теорії радіопередавальних пристроїв.
3. Поясніть, у чому полягає призначення радіопередавача. Назвіть радіотехнічні системи, в яких застосовуються радіопередавачі.
4. Діапазони частот, що відведено для радіозв'язку.
5. Канальна ємність, характеристика особливостей поширення електромагнітних хвиль діапазонів *кіло-, гекто- та декаметрових хвиль* та основні види радіотехнічних систем, що працюють у вказаних діапазонах.
6. Діапазони частот, що відведено для радіозв'язку. Канальна ємність, характеристика особливостей поширення електромагнітних хвиль діапазонів *метрових, дециметрових та сантиметрових хвиль* та основні види радіотехнічних систем, що працюють у вказаних діапазонах.
7. Структурна схема та принцип дії симплексної системи радіозв'язку. Переваги та недоліки симплексної системи зв'язку.
8. Структурна схема та принцип дії дуплексної системи радіозв'язку. Переваги та недоліки дуплексної системи радіозв'язку.
9. Дуплексер радіостанції: призначення, принцип дії, структурна схема, електрична схема, основні параметри. Відмінність між дуплексером та диплексером.
10. Призначення, принцип дії та класифікація антенно-фідерних пристроїв радіопередавального пристрою.
11. Роль середовища та механізми поширення радіохвиль у системах радіозв'язку. Переваги та недоліки радіозв'язку.
12. Загальні технічні вимоги, що висуваються до систем радіозв'язку.
13. Класифікація радіопередавальних пристроїв.
14. Основні технічні характеристики радіопередавальних пристроїв та їх вплив на параметри системи радіозв'язку.
15. Характеристика видів радіовипромінювань на виході радіопередавального пристрою та способів боротьби з ними.
16. Узагальнена структурна схема радіопередавального пристрою та призначення її основних елементів. Каскади та тракти радіопередавача.
17. Обґрунтуйте необхідність виконання процесу модуляції у радіопередавальному пристрої.
18. Структурна схема та принцип дії радіопередавача з амплітудною модуляцією.
19. Структурна схема та принцип дії радіопередавача з частотною модуляцією.
20. Структурна схема та принцип дії радіопередавача з імпульсною модуляцією.

21. Збуджувач радіопередавача: призначення, структурні, параметри.
22. Розрахуйте коефіцієнт підсилення радіопередавача за потужністю в разях і децибелах при потужності сигналу, що передається в антену  $P_A = 1$  кВт, коефіцієнті  $K_{АФП} = 0,7$  і потужності збудника  $P_{збд} = 1$  мВт.
23. Розрахуйте коефіцієнт підсилення радіопередавача за потужністю в разях і децибелах при коефіцієнті підсилення 1-го каскаду 8 дБ, 2-го каскаду 9 дБ, 3-го каскаду 6 дБ.
24. Поясніть, яким чином можна виміряти вихідну потужність радіопередавального пристрою за допомогою спрямованого відгалужувача.
25. Поясніть, яким чином можна виміряти коефіцієнт стоячої хвилі антенно-фідерного тракту радіопередавального пристрою за допомогою спрямованого відгалужувача.
26. Поясніть основні механізми розподілу потужності в радіопередавачі. Що таке промисловий ККД радіопередавача і яким чином його вимірити?
27. Класифікація видів потужності на виході радіопередавального пристрою відповідно до ГОСТ 24375-80.
28. Послідовність та зміст етапів при проектуванні радіопередавальних пристроїв.

### Література:

1. Брагин А.С. Радиотелекоммуникационные системы. Часть 1. Тракты радиопередачи -К.:НТУУ “КПИ”, 2005. – 244 с.
2. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с.
3. Клоков В.В., Павликов С.Н. Устройства формирования и генерирования сигналов в системах подвижной радиосвязи: Учебное пособие. - Владивосток: изд-во МГУ. 2008. – 287 с.
4. Ворона В. А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007 – 384 с.: ил.
5. Дегтярь Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – Часть 1. – 480 с.
6. Дегтярь Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – Часть 2. – 548 с.
7. Садововский А. С. Приемо-передающие радиоустройства и системы связи: учебное пособие для студентов специальности 21020165 / А. С. Садововский. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.
8. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/ В. В. Шахгильдян, В. Б. Козырев, А. А. Ляховкин и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб.

и доп. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.: ил.

9. Велигоша А. В., Линец Г. И. Основы радиосвязи и телевидения. Часть 1. Основы радиосвязи, радиопередающие и радиоприемные устройства: учебное пособие. – Ставрополь: Изд-во СКФУ, 2014. – 162 с.

10. Велигоша А. В., Линец Г. И. Основы радиосвязи и телевидения. Часть 2. Основы радиосвязи, радиопередающие и радиоприемные устройства: учебное пособие. – Ставрополь: Изд-во СКФУ, 2014. – 230 с.

11. Исследование генератора с внешним возбуждением : метод. указания к лаб. работе по дисц. «Радиопередающие устройства» для студ. спец. «Радиотехника», «Радиотехнические системы», «Радиоэлектронная защита информации», «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» / сост. В. В. Ползунов [и др.] – Минск : БГУИР, 2011. – 30 с.: ил.

12. Бригидин А. М. Радиопередающие устройства: Учебно-метод. пособие по курсовому проектированию и практическим занятиям для студ. спец. «Радиотехника», «Радиоэлектронные системы», «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Радиоинформатика», «Радиоэлектронная защита информации» всех форм обуч./ А. М. Бригидин, В. В. Ползунов. – Мн.: БГУИР, 2006. – 104 с.

13. Бордус А.Д., Ильин А.Г., Казанцев Г.Д., Пороховниченко А.М. Устройства формирования сигналов: Учебное методическое пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2002. – 141 с.

14. Бордус А. Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001.– 102 с.

15. Проектирование радиопередатчиков: Учеб. Пособие для вузов. / В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, В. Б. Козырев и др.; Под. Ред. В. В. Шахгильдяна. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.: ил.

16. Проектирование радиопередающих устройств /В. В. Шахгильдян, В. А. Власов, В. Б. Козырев и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.; Радио и связь, 1993. – 512 с.

17. Радиопередающие устройства В. В. Шахгильдян, В. Б. Козырев, А. А. Ляховкии и др.; Под ред. В. В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1990.– 432 с.

18. Петров Б. Е., Романюк В. А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах: Учеб. Пособие для радиотехн. спец. вузов. – М.: Высш. шк. – 1989. – 232 с.: ил.

19. Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков: Учеб. пособие для техникумов.-М.: Радио и связь, 1987.–320 с.:ил.

20. Широкополосные радиопередающие устройства (Радиочастотные тракты

на полупроводниковых приборах)/ Алексеев О. В., Головков А. А., Полевой В. В., Соловьев А. А.; Под ред. О. В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304., ил. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / Л. А. Белов, М. В. Благовещенский, В. М. Богачев и др.; под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. – М.: Радио и связь, 1982. – 408 с., ил.

21. Радиопередающие устройства (Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах)/ М. В. Балакирев, Ю. С. Вохмяков, А. В. Журиков и др.; Под ред. О. А. Челнокова. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с., ил.

22. Модель З. И. Радиопередающие устройства. М., изд-во «Советское радио», 1971. – 128 с.

23. Дробов С. А., Бычков С. И. Радиопередающие устройства, 4-е издание. М.: «Советское радио», 1969. – 720 с.

24. Верзунов М. В. Проектирование радиопередающих устройств малой и средней мощности. Л.: «Энергия», 1967. – 376 с.

25. Компьютерные технологии проектирования усилителей мощности телевизионных радиопередатчиков: Учебное пособие для вузов/ В.Л. Карякин.- М: Радио и связь, 2002.- 120с.

26. Радиорелейные и спутниковые системы передачи: Учебник для вузов / А. С. Немировский, О. С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. И. Маримонт и др. Под ред. А. С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986 . – 392 с.: ил.

### **Критерії оцінювання:**

- 1) Повне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **2** бали;
- 2) Неповне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **1,5** бали;
- 3) Неповне розкриття змісту питання та неповна відповідь на додаткові питання: **1...0,5** балів;
- 4) Відсутність підготовки до практичного заняття: **0** балів.

**Практичне заняття № 2. Структурні схеми радіоприймачів. Коефіцієнт шуму та чутливість радіоприймача. Односигнальна та багатосигнальна вибірність. Вимоги до тракту радіочастоти. Автогенератори з параметричною стабілізацією частоти.**

### **1. Мета заняття**

1. Засвоїти питання структурних схем радіоприймачів
2. Вивчити питання характеристик та вимог до сучасних радіоприймачів.
3. Усвідомити питання принципів побудови та характеристик автогенераторів з параметричною стабілізацією частоти

### **2. Теоретичні знання**

Студент має володіти теоретичним матеріалом, викладеним у лекції № 2.

### **3. Організація роботи на занятті**

Під час аудиторного заняття послідовно виконується одне або декілька завдань. Усі присутні одночасно беруть участь у обговоренні питань. Один зі студентів надає відповідь на визначене біля дошки, решта – на персональних комп'ютерах або в зошиті для практичних занять.

### **4. Фіксація результатів виконання завдань**

Підготовка до практичного заняття включає роботу студента з основною та додатковою літературою. Результатом роботи кожного студента є окремий документ Microsoft Word, в якому висвітлюються основні відповіді на кожне питання. Даний файл має містити такі пункти:

- 1) вступ;
- 2) сутність питання;
- 3) висновки.

Якщо студент виконує завдання вручну в зошиті, наприкінці заняття він показує викладачеві відповідні результати роботи.

### **5. Оцінка роботи студентів на занятті**

Наприкінці практичного заняття викладач оцінює кожного студента, присутнього на ньому. Демонстрація файлу результатів або зошита з виконанням усіх розглянутих завдань є підставою для отримання студентом максимального балу, передбаченого за роботу на занятті. При цьому неповне виконання завдань, відсутність зафіксованих результатів роботи або нездатність студента відповісти на теоретичні питання є підставою для зниження оцінки. Мінімальною оцінкою

є 0 балів, що відповідає відсутності студента на занятті або відсутності жодних результатів роботи на ньому.

## **6. Питання для розгляду:**

1. Електрична схема та принцип дії радіоприймача О. С. Попова
2. Узагальнена структурна схема радіоприймального пристрою. Вимоги, що висуваються до сучасних радіоприймачів.
3. Основні типи структурних схем радіоприймачів. Порівняльна характеристика.
4. Електрична схема та принцип дії детекторного радіоприймача. Переваги та недоліки радіоприймача.
5. Структурна схема та принцип дії приймача прямого підсилення. Переваги та недоліки радіоприймача.
6. Структурна схема та принцип дії супергетеродинного радіоприймача. Переваги та недоліки радіоприймача.
7. Основні технічні характеристики та параметри радіоприймачів.
8. Небалансний та балансний змішувачі частот: електричні схеми, принцип дії, основні параметри, порівняльна характеристика.
9. Кільцевий та субгармонійний змішувачі частот: електричні схеми, принцип дії, основні параметри, порівняльна характеристика.
10. Структурна схема та принцип дії супергетеродинного радіоприймача з цифровим перетворенням частоти.
11. Дзеркальний канал прийому: способи визначення частоти та методи його придушення.
12. Синхродинамічний та інфрадинамічний радіоприймачі: структурні схеми, принцип дії, переваги та недоліки застосування.
13. Автогенератор. Загальна структурна схема автогенератора, принцип його дії. Вимоги, що висуваються до автогенераторів передавача. Умови виникнення коливань в автогенераторі.
14. Класифікація автогенераторів. Активні елементи автогенератора різних діапазонів частот та критерії його вибору.
15. Обґрунтування необхідності підвищення стабільності частоти автогенератора. Способи стабілізації частоти. Параметрична стабілізація частоти автогенераторів. Визначення, принцип її технічної реалізації.
15. Коливальний контур автогенератора та вплив його основних параметрів на частоту генерації. Резонансні явища в коливальному контурі.
16. Коливальна система автогенератора: класифікація та особливості застосування.
17. НВЧ автогенератори з параметричною стабілізацією частоти на базі діелектричного резонатора: структурні схеми, принцип дії, основні



параметри.

18. НВЧ автогенератор з об'ємним хвильовим резонатором: структурна схема, принцип дії, основні параметри.
19. Шумові властивості (фазовий шум) автогенераторів, методи їх опису, їх вплив на достовірність передачі інформації. Методи підвищення спектральної «чистоти» коливань, що генеруються.
20. Електричні схеми автогенераторів трансформаторного типу з параметричною стабілізацією на лампах та транзисторах: загальний принцип дії.
21. Трьохточкові автогенератори з параметричною стабілізацією частоти: умови виникнення коливань та різновиди схем.
22. Дестабілізуючі фактори, що впливають на частоту коливань автогенератора з параметричною стабілізацією частоти та способи їх зменшення: температура та вологість
23. Дестабілізуючі фактори, що впливають на частоту коливань автогенератора з параметричною стабілізацією частоти та способи їх зменшення: тиск та коливання напруг живлення.

**Критерії оцінювання:**

- 1) Повне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: 2 бали;
- 2) Неповне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: 1,5 бали;
- 3) Неповне розкриття змісту питання та неповна відповідь на додаткові питання: 1...0,5 балів;
- 4) Відсутність підготовки до практичного заняття: 0 балів.

## Практичне заняття № 3. Загальні питання радіоприймальних пристроїв

### 1. Мета заняття

1. Вивчити призначення, місце радіоприймальних пристроїв в структурі телекомунікаційних систем.
2. Зрозуміти питання побудови сучасних приймача прямого підсилення та супергетеродійного приймача.
3. Придбати навички з розрахунку складових частин радіоприймача

### 2. Теоретичні знання

Студент має володіти теоретичним матеріалом, викладеним у лекції № 5.6.

### 3. Організація роботи на занятті

Під час аудиторного заняття послідовно виконується одне або декілька завдань. Усі присутні одночасно беруть участь у обговоренні питань. Один зі студентів надає відповідь на визначене біля дошки, решта – на персональних комп'ютерах або в зошиті для практичних занять.

### 4. Фіксація результатів виконання завдань

Підготовка до практичного заняття включає роботу студента з основною та додаткову літературою. Результатом роботи кожного студента є окремий документ Microsoft Word, в якому висвітлюються основні відповіді на кожне питання. Даний файл має містити такі пункти:

1. вступ;
2. сутність питання;
3. висновки.

Якщо студент виконує завдання вручну в зошиті, наприкінці заняття він показує викладачеві відповідні результати роботи.

### 5. Оцінка роботи студентів на занятті

Наприкінці практичного заняття викладач оцінює кожного студента, присутнього на ньому. Демонстрація файлу результатів або зошита з виконанням усіх розглянутих завдань є підставою для отримання студентом максимального балу, передбаченого за роботу на занятті. При цьому неповне виконання завдань, відсутність зафіксованих результатів роботи або нездатність студента відповісти на теоретичні питання є підставою для зниження оцінки. Мінімальною оцінкою

є 0 балів, що відповідає відсутності студента на занятті або відсутності жодних результатів роботи на ньому.

## 6. Питання для розгляду:

1. Преселектор приймача переналаштовується змінним конденсатором ( $C_{к.мин} = 6$  пФ,  $C_{к.мах} = 318$  пФ). Індуктивність контуру, що переналаштовується, дорівнює 0,273 мГн. Ємність монтажу, що підключається до змінного конденсатора, 20 пФ. Розрахуйте граничні частоти ( $f_{0.min}$  та  $f_{0.max}$ ) діапазону переналаштування приймача. На скільки процентів змінюються значення  $f_{0.min}$  та  $f_{0.max}$ , якщо ємність монтажу зменшити до 10 пФ ?
2. Високочастотний блок приймача прямого підсилення складається з чотирьох ідентичних каскадів з одиночними контурами, що налаштовано в резонанс. Якою повинна бути еквівалентна добротність контурів, щоб на частоті 1,5 МГц смуга пропускання приймача складала 6 кГц ?
3. Розбити діапазон робочих частот 3,95...12,1 МГц таким чином, щоб коефіцієнт перекриття кожного піддіапазона був не більше за 1,8.
4. Перевірити, чи зможе блок конденсаторів з ємністю від 12 до 250 пФ забезпечити перекриття діапазону середніх хвиль транзисторного радіоприймача.
5. За допомогою часових діаграм показати перетворення повідомлення на вході та виході основних елементів структурної схеми системи телефонного радіозв'язку у припущенні, що звуковий тиск на мембрану мікрофона змінюється за синусоїдальним законом.
6. Зобразити структурні схеми приймачів прямого підсилення та супергетеродинного. Порівняти їх схожість та відмінність. Пояснити, яким чином розподіляються основні функції між їх елементами.
7. Чи можливе приймання повідомлення за відсутності у складі радіоприймача:  
а) детектора; б) підсилювача; в) резонансних контурів, що переналаштовуються; г) резонансних контурів, що не переналаштовуються; д) пристрою відтворення?  
Які функції радіоприймача порушуються, якщо відсутнім є один з перелічених елементів?
8. За допомогою часової та спектральної діаграм пояснити функцію частотної вибіркової та процес детектування в радіоприймачі.
9. Зобразити часову та спектральну діаграми сигналів на вході та виході підсилювального пристрою для випадків амплітудної та частотної модуляцій.
10. За допомогою відповідних малюнків пояснити сутність частотної, амплітудної, часової та просторової вибіркової приймача.

11. За допомогою спектральної діаграми пояснити процес виділення корисного сигналу, якщо на вході приймача присутній широкий спектр електромагнітних коливань. Прийняти, що спектри бажаного та небажаного радіосигналів не перекриваються. Якою повинна бути АЧХ фільтра, щоб на його виході завадовий сигнал був повністю відсутній?  
Який частотний фільтр найкращим чином може задовільнити таку вимогу?
12. Зобразити резонансні характеристики радіоприймача на краях робочого діапазону частот таким чином, щоб була видна зміна частот вибірконості, приймаючи, що добротність ( $Q$ ) та смуга пропускання ( $\Delta f$ ) є постійними.
13. Намалювати для кожного тракту та всього супергетеродинного приймача в цілому його амплітудно-частотні характеристики. Показати на них смугу пропускання. Визначити результуюче ослаблення крайніх складових спектра відтворювального сигналу, якщо в кожному тракті воно дорівнює 3 дБ.
14. Намалювати часову та спектральну діаграми АМ сигналу на вході та виході УВЧ приймача прямого підсилення, що налаштований на 200 кГц. Модуючий сигнал 5 кГц. Відмітити схожість та відмінність в діаграмах вхідного та вихідного сигналів.
15. Намалювати спектральну діаграму АМ радіосигналу на вході та виході підсилювача приймача прямого підсилення, що налаштований на 500 кГц. Спектр модулюючого сигналу 80...5000 Гц. Вказати значення крайніх частот бічних смуг та ширину смуги частот радіосигнала.
16. Намалювати в масштабі спектральні діаграми напруги АМ сигналу на вході та виході детектору. Несна частота 550 кГц, спектр модуляції 100...10000 Гц. Вказати значення крайніх частот смуги.
17. Що таке динамічний діапазон радіосигналу та радіоприймача ? Порівняти ці два поняття та відмітити схожість та відмінність. Як пов'язані ці два якісні показники між собою та від чого залежить кожен з них ?
18. Намалювати характеристику, що показує залежність частотної вибірконості радіоприймача від абсолютної розстройки. Пояснити хід характеристики. Як зміниться форма характеристики, якщо зменшити загасання одного з резонансних кіл ? Як зміниться форма характеристики, якщо резонансні кола переналаштувати на більш високу частоту?
19. У таблиці показано значення чутливості десяти стаціонарних радіомовних приймачів. Необхідно скласти ряд номерів приймачів у порядку покращення їх чутливості. Яку функцію приймача характеризує чутливість як якісний показник?

Номери приймачів	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Чутливість, мкВ	50	5	150	15	2,5	100	300	25	250	200

20. Два приймачі мають реальну чутливість 10 мкВ. Але, у першого вказана чутливість відповідає відношенню сигнал/шум на виході 3 дБ, а у другого 10 дБ. Який з приймачів має кращу чутливість. Відповідь аргументувати.

21. У таблиці наведено значення чутливості по напруженості поля для 12-ти переносних радіомовних приймачів. На скільки груп їх можна розділити, якщо в кожную групу включити приймачі з однаковим діапазоном (порядком) чутливості?

Номери приймачів	1	2	3	4	5	6
Чутливість, мкВ/м	100	10	150	3	0,15	2,5
Номери приймачів	7	8	9	10	11	12
Чутливість, мкВ/м	50	0,01	300	0,1	500	0,5

22. Розподілити за трактами супергетеродинного приймача односигнальну вибірковість, що вказана в таблиці. Обґрунтувати обраний розподіл вибіркової. Вказати, у скільки разів послаблюється кожна завада. Результати розподілу записати у другу таблицю.

Вид вибіркової за каналами прийому	Варіанти значень вибіркової, дБ								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Сусідньому	55	50	40	45	30	26	22	18	40
Дзеркальному	60	54	50	46	40	34	32	26	16
Прямого проходження	90	40	50	34	40	30	26	35	35

Вид вибіркової за каналами прийому	Задано	Тракт радіочастот		
		радіо	проміжної	звукової
Сусідньому				
Дзеркальному				
Прямого проходження				

23. Частотна вибірковість приймача дорівнює 60 дБ. У скільки разів послаблюється завада ? Відповідь пояснити за допомогою амплітудно-частотної характеристики. Визначити підсилення сигналу на частоті налаштування радіоприймача, якщо завада при розстройці послаблюється на 20 дБ. Коефіцієнт передавання на частоті завади 10. Відповідь пояснити малюнками, на яких вказати значення заданих та отриманих величин.
24. Визначити амплітуду сигналу проміжної частоти на вході детектора, якщо коефіцієнт передавання входного кола  $K_{В.К} = 4$ , тракту перетворення частоти  $K_{П.Ч} = 40$ , тракту проміжної частоти  $K_{УП} = 80$ , якщо чутливість радіоприймача 200 мкВ.
25. Визначити коефіцієнт підсилення лінійної частини приймача, що забезпечує амплітуду сигналу на вході детектора 0,5 В при напруженості поля 10 мВ/м та діючій висоті антени, що дорівнює 2 см.

**Критерії оцінювання:**

- 1) Повне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **2 бали**;
- 2) Неповне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **1,5 бали**;
- 3) Неповне розкриття змісту питання та неповна відповідь на додаткові питання: **1...0,5 балів**;
- 4) Відсутність підготовки до практичного заняття: **0 балів**.

## Практичне заняття № 4. Вхідне коло радіоприймальних пристроїв

### 1. Мета заняття

1. Вивчити призначення, місце, характеристики вхідних кіл в радіоприймальних пристроях.
2. Зрозуміти принципи побудови вхідних кіл.
3. Придбати навички щодо розрахунку параметрів елементів вхідних кіл радіоприймальних пристроїв.

### 2. Теоретичні знання

Студент має володіти теоретичним матеріалом, викладеним у лекції № 6.

### 3. Організація роботи на занятті

Під час аудиторного заняття послідовно виконується одне або декілька завдань. Усі присутні одночасно беруть участь у обговоренні питань. Один зі студентів надає відповідь на визначене біля дошки, решта – на персональних комп'ютерах або в зошиті для практичних занять.

### 4. Фіксація результатів виконання завдань

Підготовка до практичного заняття включає роботу студента з основною та додаткову літературою. Результатом роботи кожного студента є окремий документ Microsoft Word, в якому висвітлюються основні відповіді на кожне питання. Даний файл має містити такі пункти:

- 1) вступ;
- 2) сутність питання;
- 3) висновки.

Якщо студент виконує завдання вручну в зошиті, наприкінці заняття він показує викладачеві відповідні результати розрахунків.

### 5. Оцінка роботи студентів на занятті

Наприкінці практичного заняття викладач оцінює кожного студента, присутнього на ньому. Демонстрація файлу результатів або зошита з виконанням усіх розглянутих завдань є підставою для отримання студентом максимального балу, передбаченого за роботу на занятті. При цьому неповне виконання завдань, відсутність зафіксованих результатів роботи або нездатність студента відповісти

на теоретичні питання є підставою для зниження оцінки. Мінімальною оцінкою є 0 балів, що відповідає відсутності студента на занятті або відсутності жодних результатів роботи на ньому.

#### 6. Питання для розгляду:

Примітка: Для вирішення задач, що представлено в даному практичному занятті, рекомендується скористатися літературою [1, стр.6-15]

##### Задача №1

Передавач радіорелейної лінії зв'язку з часовим поділом каналів формує радіоімпульси тривалістю 1 мкс, з періодом повторення 5 мкс. Несуча частота - 10 ГГц, модуляція вихідної імпульсної послідовності з частотою 0,3 - 3,4 кГц. Знайти смугу пропускання високочастотного тракту радіоприймача, що необхідна для приймання цього сигналу, зобразити часову форму сигналу та його спектр.

##### Задача №2

Знайдіть діючу висоту штирьової та рамкової антен радіоприймального пристрою при довжині хвилі  $\lambda = 2,5$  м; 10 и 100 м. Геометрична висота штирьової антени  $h = 1$  м; рамкова антена має один виток діаметром 1 м.

##### Задача №3

Знайдіть вихідний опір  $Z_{\text{вих}}(j\omega)$  штирьової антени (рис.1) висотою  $h = 5$  м та побудуйте графік залежності модуля вихідного опору від частоти в діапазонах ДХ, СХ, КХ.

Примітка: У якості такої антени для радіомовних приймачів прийнята антена висотою  $h = 5$  м з наступними значеннями параметрів еквівалентної схеми:  $R_{A1} = 80$  Ом;  $R_{A2} = 320$  Ом;  $C_{A1} = 125$  пФ;  $C_{A2} = 400$  Ом;  $L_A = 20$  мкГн.

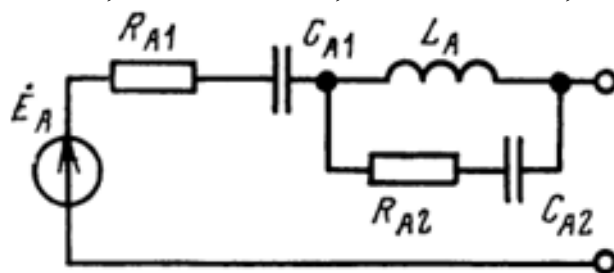


Рис.1

##### Задача №4

У діапазоні ДХ радіомовного приймача проміжна частота  $f_{\text{пр}}$  вище частоти сигналу, що приймається. Якщо в якості  $f_{\text{пр}}$  використовувати не різницеву, а сумарну частоту перших гармонік напруг гетеродину та сигналу, то які будуть негативні наслідки такого рішення ?

##### Задача №5

В діапазоні КХ радіомовного приймача вхідне коло містить один коливальний



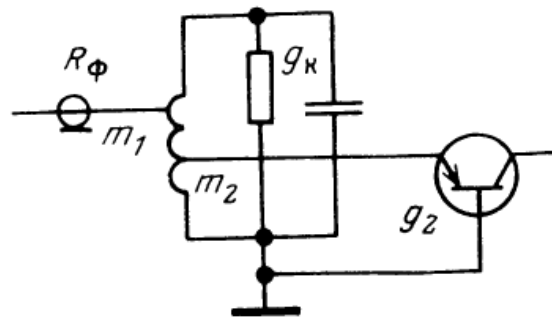
контур, а підсилювач частоти відсутній. Приймач налаштовано на частоту 12 МГц, еквівалентна добротність контуру 100. Визначте, у скільки разів зросте вибірковість приймача за сусіднім та дзеркальним каналом, якщо ввести каскад одноконтурного УРЧ з тією ж самою добротністю контуру.

### Задача №6

Визначте коефіцієнти включення  $m_1$  та  $m_2$ , що забезпечують узгодження налаштованої приймальної антени з одноконтурним вхідним колом на рис.1 ( $f_0 = 150$  МГц,  $R_A = 100$  Ом,  $g_2 = 5$  мСм;  $C_{к.эк} = 20$  пФ,  $d_k = 0,05$ ), якщо необхідна смуга пропускання 37,5 МГц.

### Задача №7

Вхідне коло узгоджене з антенною при заданій смузі пропускання. Визначте коефіцієнт пропускання вхідного кола при наступних вихідних даних:  $m_2 = 0,1$ ,  $R_\Phi = 100$  Ом,  $g_k = 1$  мСм,  $g_2 = 80$  мСм,  $f_0 = 132$  МГц,  $C_{к.эк} = 30$  пФ.



### Задача №8

Одноконтурне вхідне коло має наступні параметри:  $f_0 = 100$  МГц,  $C_{к.эк} = 20$  пФ,  $g_k = 0,13$  мСм,  $m_1 = 0,3$ ,  $m_2 = 0,69$ . Опір антени 150 Ом, провідність навантаження 1 мСм. Необхідно збільшити вибірковість вхідного кола на частоті завади на 10 дБ. Визначте нові значення коефіцієнтів включення. Чому при цьому дорівнює програв в значенні коефіцієнта передавання?

### Задача №9

У скільки разів зменшиться коефіцієнт передавання узгодженого одноконтурного вхідного кола радіоприймача, якщо від режиму максимального коефіцієнта передавання перейти до режиму заданого розширення смуги пропускання ( $g_1 = 20$  мСм,  $g_k = 1,5$  мСм,  $g_2 = 8$  мСм,  $\gamma = 2,5$ )?

### Задача №10

Одноконтурне вхідне коло має автотрансформаторний зв'язок з антенною і входом першого каскаду ( $g_k = 1$  мСм,  $g_2 = 5$  мСм). Антена узгоджена з вхідним колом, а коефіцієнти включення  $m_1$  та  $m_2$  обираються з умови забезпечення режиму максимального коефіцієнта передавання без обмеження смуги пропускання. Визначте коефіцієнти  $m_1$  та  $m_2$ , а також коефіцієнти передавання вхідного кола при  $R_A = 75$  Ом.

### Задача №11

За наведеними на рис.1 графіком та параметрами вхідного кола встановіть, яка з індуктивностей є більшою  $L_K$  або  $L_{CB}$ .

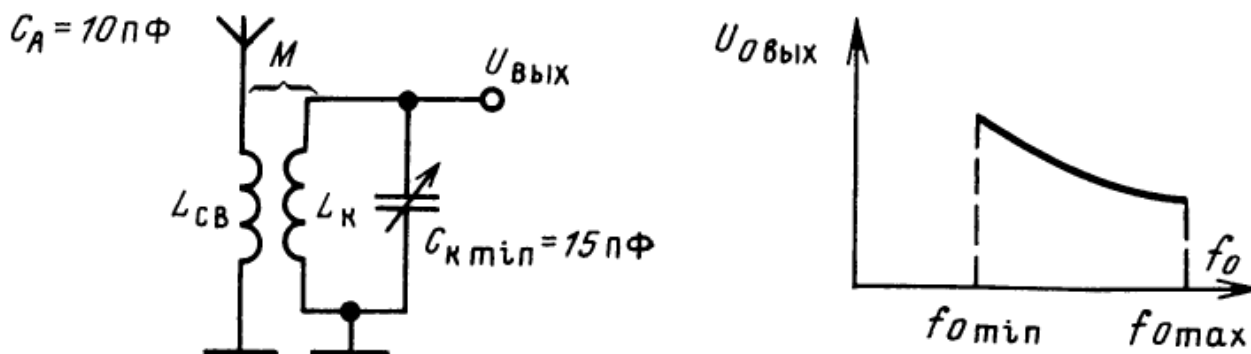


Рис.1

### Задача №12

До вхідного кола, що показано на рис.1 можуть бути підключені неналаштовані штирьові антени з різними ємностями  $C_A = 30 \dots 50 \text{ пФ}$ . При переналаштуванні в діапазоні частот  $525 \dots 1530 \text{ кГц}$  допустима зміна коефіцієнта передавання вхідного кола не більше  $10 \text{ дБ}$ .

Визначте індуктивність котушки індуктивності  $L_{CB}$ .

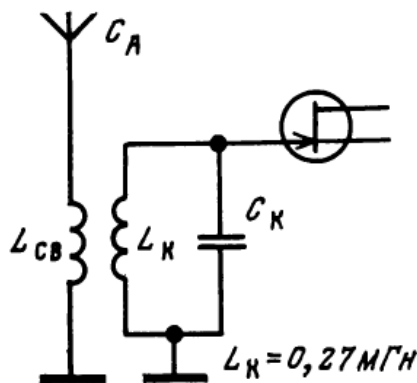


Рис.1

### Задача №13

Розрахуйте П-подібну схему узгоджувального кола (рис.1), що призначене для узгодження опору генератора  $Z_G = 4 + j20 \text{ Ом}$  з навантаженням  $Z_H = 50 - j5 \text{ Ом}$  на частоті  $f_0 = 100 \text{ МГц}$  ( $Y_3$  – котушка індуктивності). Знайдіть сквозний резонансний коефіцієнт передавання напруги цього кола.

### Задача №14

Розрахуйте параметри узгоджувального кола, що зображене на рис.1 при  $R_G = 10 \text{ Ом}$ ,  $C_H = 20 \text{ пФ}$ ,  $R_H = 50 \text{ Ом}$ ,  $K_{\text{ст.У}} = 1,2$ ,  $f_H = 250 \text{ МГц}$ ,  $f_B = 350 \text{ МГц}$ .

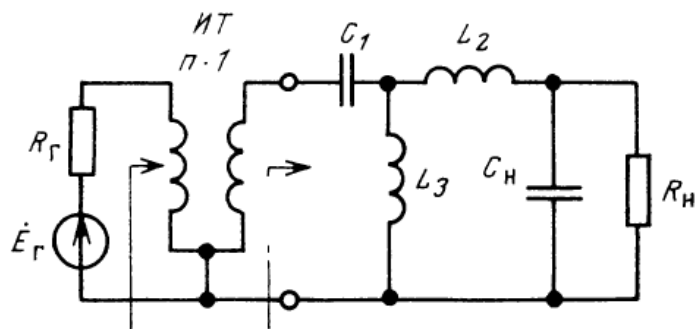


Рис.1

### Задача №15

Розрахуйте параметри узгоджувального кола, що зображене на рис.1 при  $R_G = 150 \text{ Ом}$ ,  $L_H = 0,1 \text{ мкГн}$ ,  $R_H = 50 \text{ Ом}$ ,  $K_{\text{ст.У}} = 1,2$ ,  $f_H = 100 \text{ МГц}$ ,  $f_B = 150 \text{ МГц}$ .

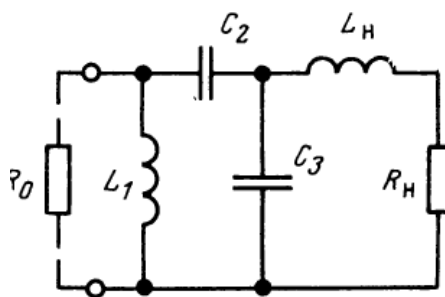


Рис.1

### Критерії оцінювання:

- 1) Повне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **2** бали;
- 2) Неповне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **1,5** бали;
- 3) Неповне розкриття змісту питання та неповна відповідь на додаткові питання: **1...0,5** балів;
- 4) Відсутність підготовки до практичного заняття: **0** балів.

### Перелік літератури для підготовки до заняття

1. Сборник задач и упражнений по курсу «Радиоприемные устройства»: Учеб. пособие для вузов. /Ю. Н. Антонов-Антипов, В. П. Васильев, И. В. Комаров, В. Д. Разевиг; Под ред. В. И. Сифорова. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с., ил.

## **Практичне заняття № 5. Односигнальна вибірковість приймача. Методи прямого синтезу частот.**

### **1. Мета заняття**

1. Зрозуміти принципи побудови різноманітних преселекторів
2. Вивчити питання односигнальної вибірковість приймача
3. Усвідомити методи прямого синтезу частот

### **2. Теоретичні знання**

Студент має володіти теоретичним матеріалом, викладеним у лекції № 7,8.

### **3. Організація роботи на занятті**

Під час аудиторного заняття послідовно виконується одне або декілька завдань. Усі присутні одночасно беруть участь у обговоренні питань. Один зі студентів надає відповідь на визначене біля дошки, решта – на персональних комп'ютерах або в зошиті для практичних занять.

### **4. Фіксація результатів виконання завдань**

Підготовка до практичного заняття включає роботу студента з основною та додаткову літературою. Результатом роботи кожного студента є окремий документ Microsoft Word, в якому висвітлюються основні відповіді на кожне питання. Даний файл має містити такі пункти:

- 1) вступ;
- 2) сутність питання;
- 3) висновки.

Якщо студент виконує завдання вручну в зошиті, наприкінці заняття він показує викладачеві відповідні результати розрахунків.

### **5. Оцінка роботи студентів на занятті**

Наприкінці практичного заняття викладач оцінює кожного студента, присутнього на ньому. Демонстрація файлу результатів або зошита з виконанням усіх розглянутих завдань є підставою для отримання студентом максимального балу, передбаченого за роботу на занятті. При цьому неповне виконання завдань, відсутність зафіксованих результатів роботи або нездатність студента відповісти на теоретичні питання є підставою для зниження оцінки. Мінімальною оцінкою є 0 балів, що відповідає відсутності студента на занятті або відсутності жодних результатів роботи на ньому.

## **6. Питання для розгляду:**

### **Питання №1**

#### **1. Задача**

Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною ємнісний;
- Вибіркова система;
- Зв'язок з ПРЧ індуктивний.

2. Вимоги до систем синтезу частот. Реалізація вимог в системах прямого синтезу частот.

### **Питання №2**

#### **1. Задача**

1. Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною індуктивний;
- Вибіркова система;
- Зв'язок з ПРЧ автотрансформаторний.

2. Класифікація методів синтезу частот.

### **Питання №3**

#### **1. Задача**

Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною безпосередня;
- Вибіркова система LC;

Зв'язок з ПРЧ автотрансформаторний.

2. Метод прямого синтезу частот «кварц-хвиля»

### **Питання №4**

#### **1. Задача**

Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною комбінована;
- Вибіркова система LC;

Зв'язок з ПРЧ безпосередній.

2. Класифікація способів придушення побічних частот в схемах синтезаторів.

### **Питання №5**

#### **1. Задача**

Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:

Вхідного ланцюга:

- Вибіркова система ферітова антена;

- Зв'язок з ПРЧ ємнісний.

2. Суть методу зворотного гетеродинування.

**Питання №6**

1. Задача

Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:  
Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною ємнісний;
- Вибіркова система с одним варикапом;

Зв'язок з ПРЧ безпосередній.

2. Суть методу однокварцевого інтерполяційного синтезу частот

**Питання №7**

1. Задача

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною індуктивний;
- Вибіркова система;
- Зв'язок з ПРЧ безпосередній.

2. Суть методу багатокварцевого інтерполяційного синтезу частот

**Питання №8**

1. Задача

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною безпосередній;
- Вибіркова система LC;
- Зв'язок з ПРЧ індуктивний.

2. Синтезатори частоти з ідентичними декадними перетворювачами.

**Питання №9**

1. Задача

Вхідного ланцюга:

- Зв'язок з антеною комбінований;
- Вибіркова система з одним варикапом;
- Зв'язок з ПРЧ індуктивний.

2. Синтезатор частот типу генератор гармонік.

**Питання №10**

1. Задача

Накреслити принципову схему преселектора, яка складається з:  
Вхідного ланцюга:

- Вибіркова система ферітова антена;
- Зв'язок з ПРЧ індуктивний.

2. Синтезатор частот з формуванням імпульсних послідовностей та програмним синтезом вихідних частот.

### **Питання №11**

#### **Задача**

Розрахуйте частоту дзеркального каналу 1-го та 2-го перетворення частоти в супергетеродинному приймачі з двома перетвореннями частоти, якщо: частота сигналу, що приймається  $f_0 = 140$  МГц, частота гетеродину ТПЧ-1  $f_{Г1} = 130$  МГц, частота гетеродину ТПЧ-2  $f_{Г2} = 14$  МГц. В обох випадках виконується перетворення частоти «вниз».

### **Питання №12**

#### **Задача**

Розрахуйте частоту дзеркального каналу 1-го та 2-го перетворення частоти в супергетеродинному приймачі з двома перетвореннями частоти, якщо: частота сигналу, що приймається  $f_0 = 67$  МГц, частота гетеродину ТПЧ-1  $f_{Г1} = 89$  МГц, частота гетеродину ТПЧ-2  $f_{Г2} = 21$  МГц. В обох випадках виконується перетворення частоти «вниз».

### **Питання №13**

#### **Задача**

Розрахуйте частоту дзеркального каналу 1-го та 2-го перетворення частоти в супергетеродинному приймачі з двома перетвореннями частоти, якщо: частота сигналу, що приймається  $f_0 = 230$  МГц, частота гетеродину ТПЧ-1  $f_{Г1} = 90$  МГц, частота гетеродину ТПЧ-2  $f_{Г2} = 120$  МГц. В обох випадках виконується перетворення частоти «вниз».

### **Питання №14**

Використовуючи схему інтерполяційного некогерентного синтезу розробіть схему синтезатору частот на діапазон 51,000.....59,999 МГц.

### **Питання №15**

Використовуючи схему інтерполяційного когерентного синтезу, розробіть схему синтезатору частоти на діапазон 20,000....49,999 МГц.

### **Питання №16**

Використовуючи схему генератору гармонік, розробіть схему синтезатору частоти на діапазон 100....1000 МГц з кроком сітки частот  $\Delta f_c = 20$  МГц.

### **Питання №17**

Використовуючи декадну інтерполяційну схему синтезу частот, розробіть схему синтезатору частот на діапазон 10,000....29,999 МГц.

### **Питання №18**

Розрахуйте за допомогою номограми номінали та порядок комбінаційних частот, що утворюються на виході змішувача частот «вниз» супергетеродинного приймача та потрапляють в його тракт проміжної частоти, якщо проміжна частота  $f_{пч} = 40$  МГц, діапазон вхідних частот корисного сигналу  $f_{c.min}....f_{c.max} = 100...133,33$  МГц, налаштування гетеродину – нижнє ( $f_{Г} < f_c$ ).

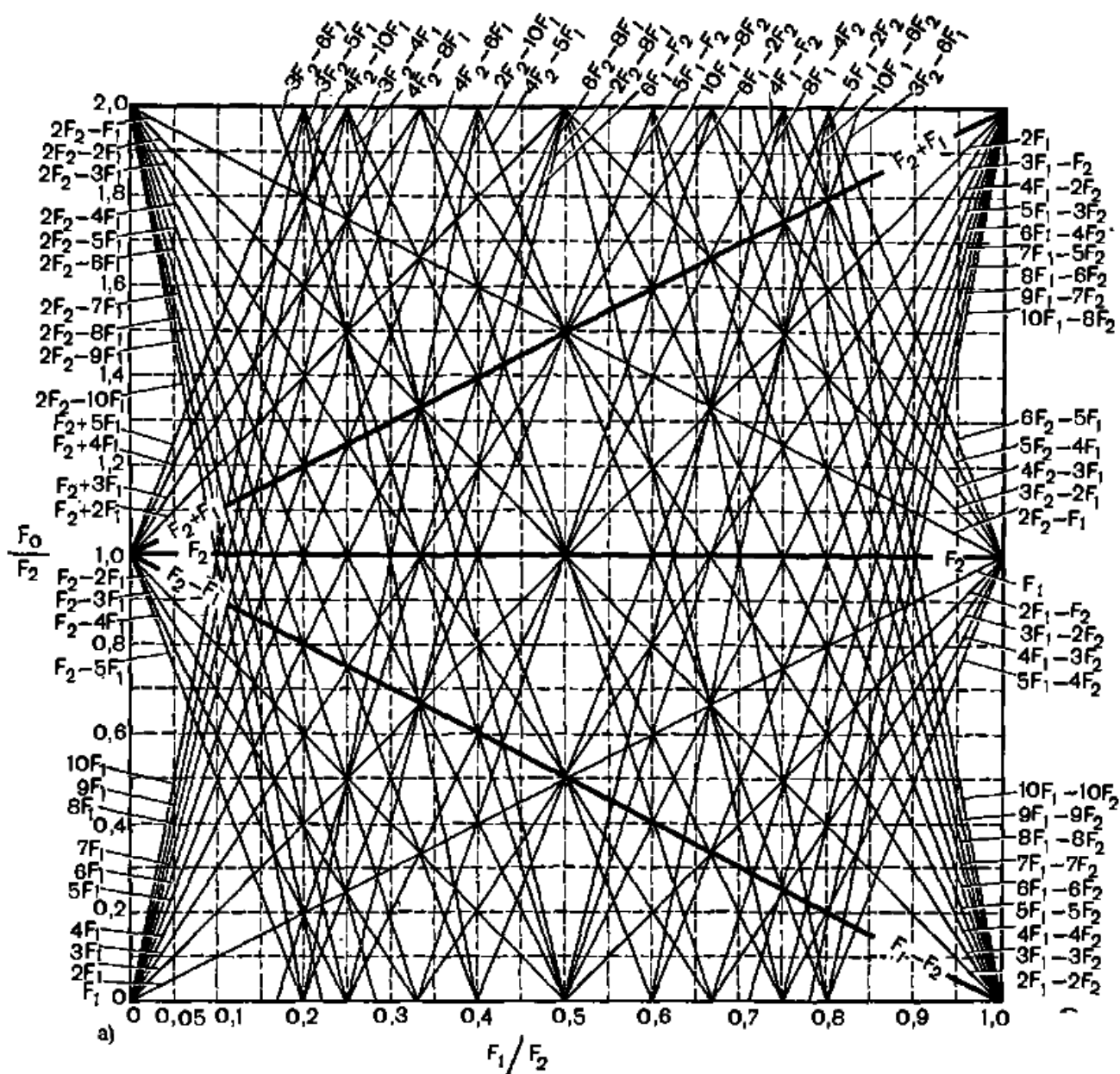
### **Питання №19**

Розрахуйте за допомогою номограми номінали та порядок комбінаційних частот, що утворюються на виході змішувача частот «вниз».

супергетеродинного приймача та потрапляють в його тракт проміжної частоти, якщо проміжна частота  $f_{пч} = 10$  МГц, діапазон вхідних частот корисного сигналу  $f_{c.min} \dots f_{c.max} = 12,5 \dots 14,3$  МГц, налаштування гетеродину – нижнє ( $f_r < f_c$ ).

### Питання №20

Розрахуйте за допомогою номограми номінали та порядок комбінаційних частот, що утворюються на виході змішувача частот «вниз» супергетеродинного приймача та потрапляють в його тракт проміжної частоти, якщо проміжна частота  $f_{пч} = 15$  МГц, діапазон вхідних частот корисного сигналу  $f_{c.min} \dots f_{c.max} = 75 \dots 150$  МГц, налаштування гетеродину – нижнє ( $f_r < f_c$ ).



### Критерії оцінювання:

- 1) Повне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання:



2 бали;

2) Неповне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання:

1,5 бали;

3) Неповне розкриття змісту питання та неповна відповідь на додаткові питання: 1...0,5 балів;

4) Відсутність підготовки до практичного заняття: 0 балів.

## **Практичне заняття № 6. Системи непрямого синтезу частот. Багатосигнальна вибіркковість радіоприймача.**

### **1. Мета заняття**

1. Поглибити знання щодо різноманітних систем синтезу частот.
2. Зрозуміти принцип роботи систем автопідстройки частоти.
3. Отримати знання з питань багатосигнальної вибіркковості радіоприймачів.

### **2. Теоретичні знання**

Студент має володіти теоретичним матеріалом, викладеним у лекції № 8.

### **3. Організація роботи на занятті**

Під час аудиторного заняття послідовно виконується одне або декілька завдань. Усі присутні одночасно беруть участь у обговоренні питань. Один зі студентів надає відповідь на визначене біля дошки, решта – на персональних комп'ютерах або в зошиті для практичних занять.

### **4. Фіксація результатів виконання завдань**

Підготовка до практичного заняття включає роботу студента з основною та додаткову літературою. Результатом роботи кожного студента є окремий документ Microsoft Word, в якому висвітлюються основні відповіді на кожне питання. Даний файл має містити такі пункти:

- 1) вступ;
- 2) сутність питання;
- 3) висновки.

Якщо студент виконує завдання вручну в зошиті, наприкінці заняття він показує викладачеві відповідні результати розрахунків.

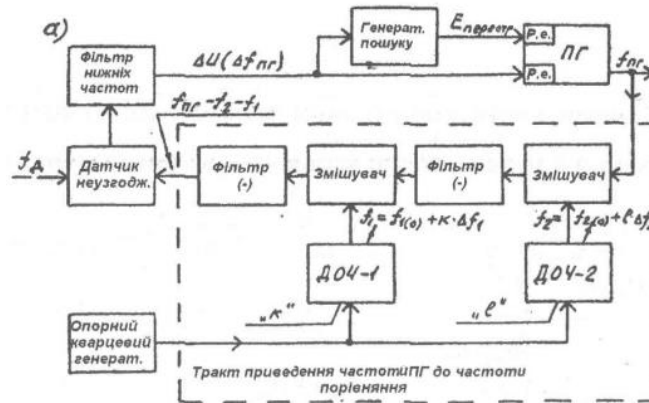
### **5. Оцінка роботи студентів на занятті**

Наприкінці практичного заняття викладач оцінює кожного студента, присутнього на ньому. Демонстрація файлу результатів або зошита з виконанням усіх розглянутих завдань є підставою для отримання студентом максимального балу, передбаченого за роботу на занятті. При цьому неповне виконання завдань, відсутність зафіксованих результатів роботи або нездатність студента відповісти на теоретичні питання є підставою для зниження оцінки. Мінімальною оцінкою є 0 балів, що відповідає відсутності студента на занятті або відсутності жодних результатів роботи на ньому.

## 6. Питання для розгляду:

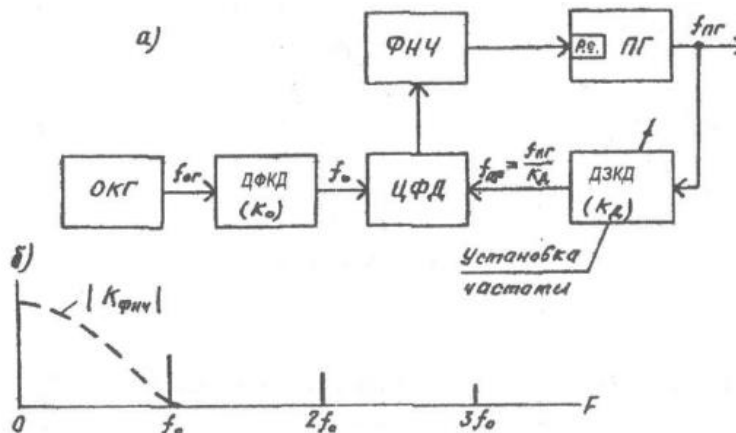
### Задача №1.

Пояснити принцип роботи синтезатору непрямого синтезу частот. Яким чином реалізуються основні вимоги до вихідних коливань (діапазон частот), крок сітки частот, кількість фіксованих частот, довгострокова нестабільність частоти, послаблення побічних коливань в наведеній схемі синтезу ?



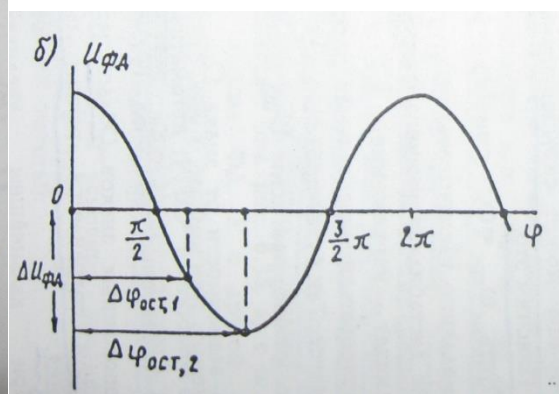
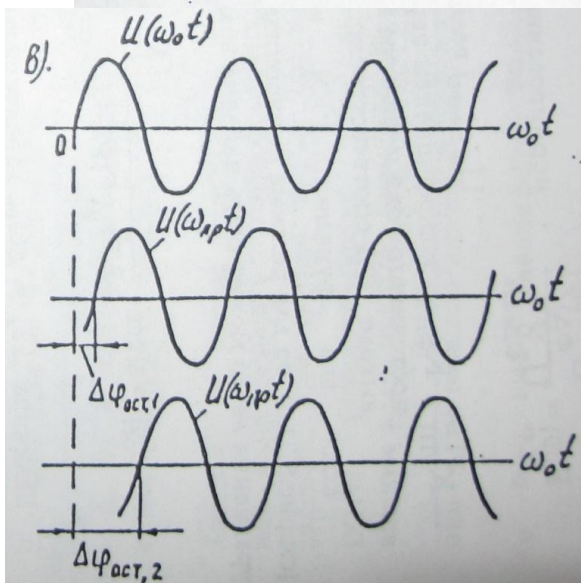
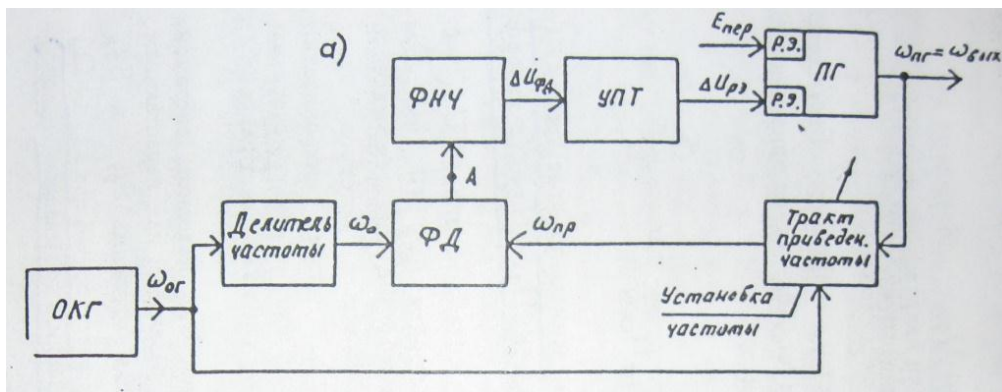
### Задача №2.

Пояснити принцип функціонування цифрового синтезатору частот з ДПКД. Яким чином реалізуються основні вимоги до вихідних коливань (діапазон частот), крок сітки частот, кількість фіксованих частот, довгострокова нестабільність частоти, послаблення побічних коливань в наведеній схемі синтезу ?

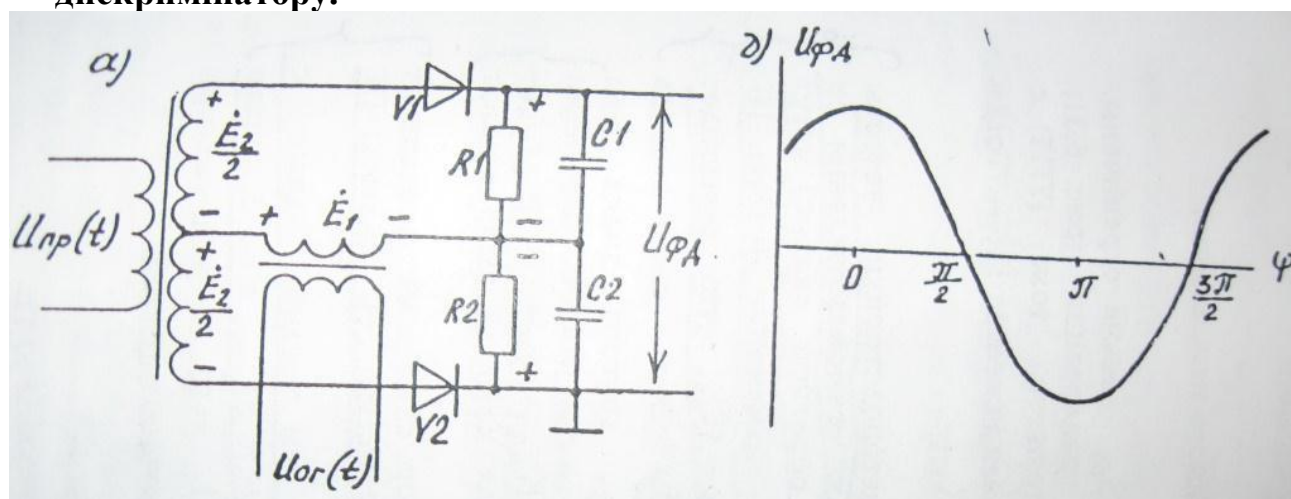


### Задача №3.

Дайте характеристику фізичних процесів в кільці ФАПЧ в режимі синхронізації. Яким чином реалізуються основні вимоги до вихідних коливань (діапазон частот), крок сітки частот, кількість фіксованих частот, довгострокова нестабільність частоти, послаблення побічних коливань в наведеній схемі синтезу ?

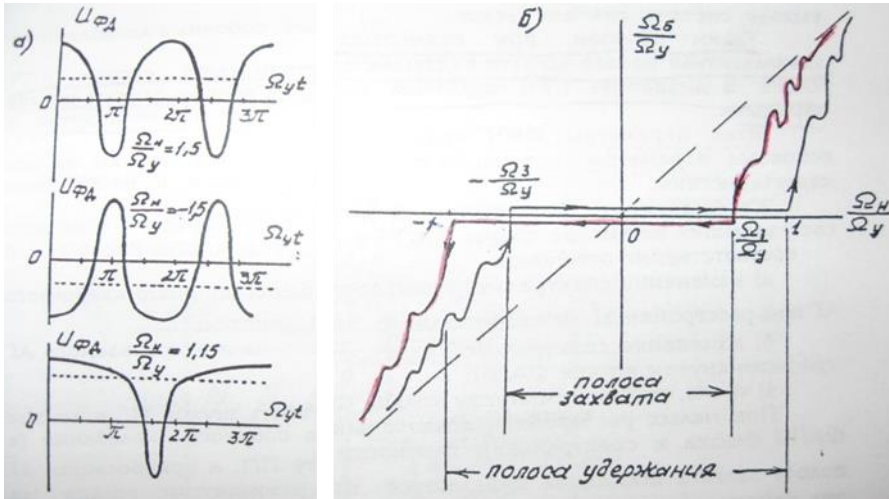


**Задача №4. Поясніть структурну схему та принцип дії фазового дискримінатора.**



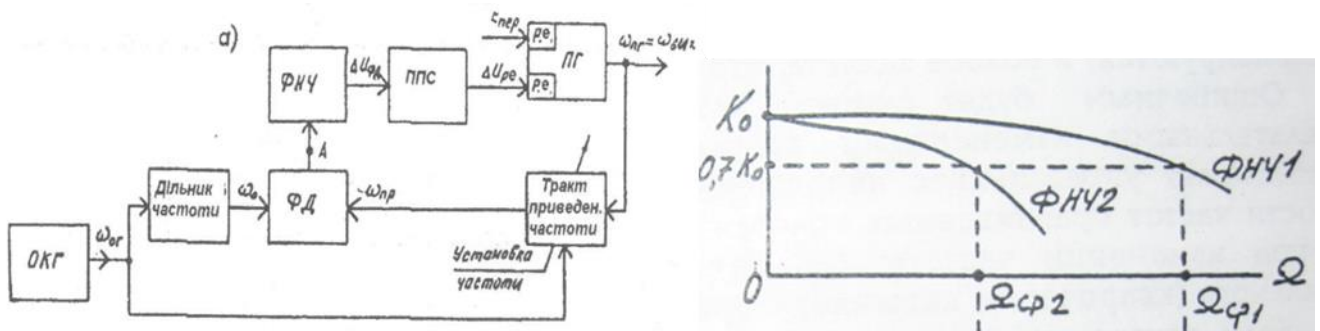
### Задача №5

Надайте характеристику фізичних процесів в кільці ФАПЧ в режимі биття та в режимі синхронізації



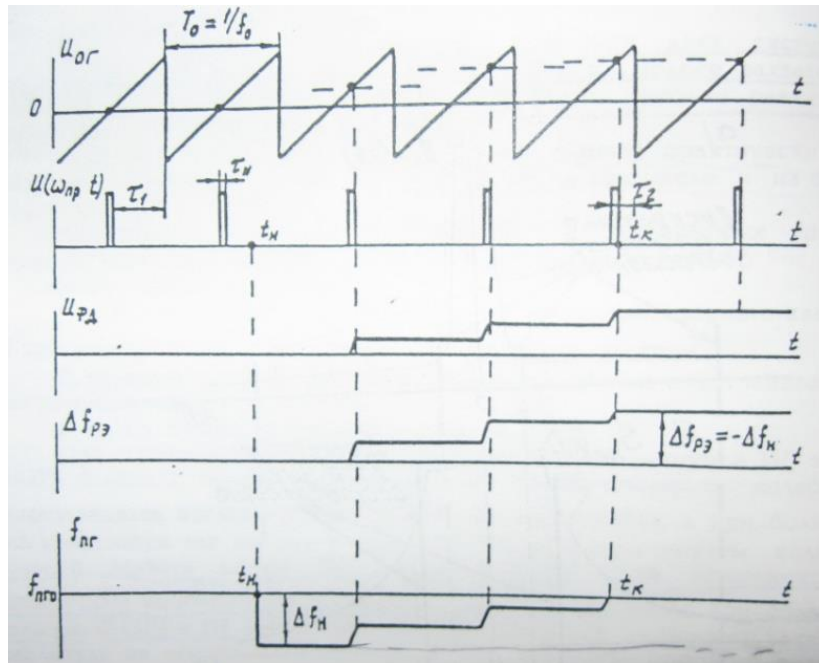
### Задача №6.

Порівняйте попарно (ФНЧ1 та ФНЧ2) смуги захоплення та утримання кілець ФАПЧ, що відрізняються лише фільтрами нижніх частот з коефіцієнтами передачі напруги  $K_0(F)$ , показаними на рисунку:



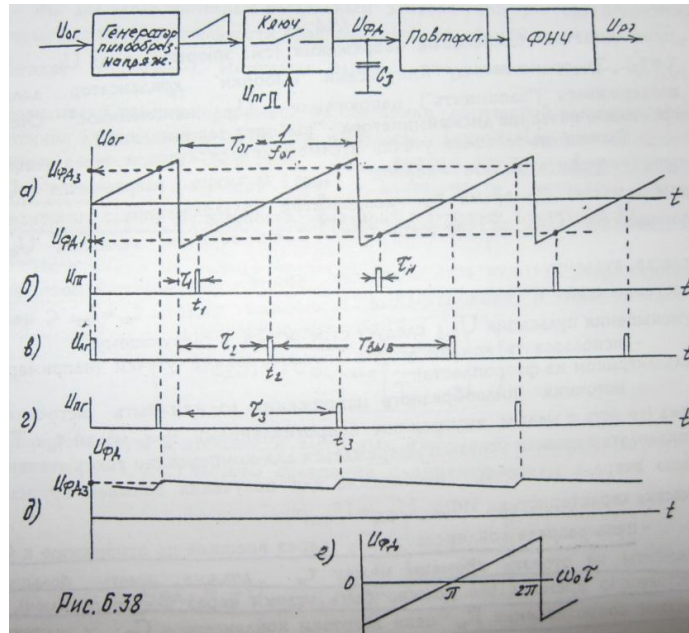
### Задача №7.

Поясніть принцип функціонування системи імпульсної ФАПЧ



### Задача №8

Поясніть принцип функціонування імпульсно-фазового дискримінатору типу «вибірка-запам'ятовування».



### Задача №9

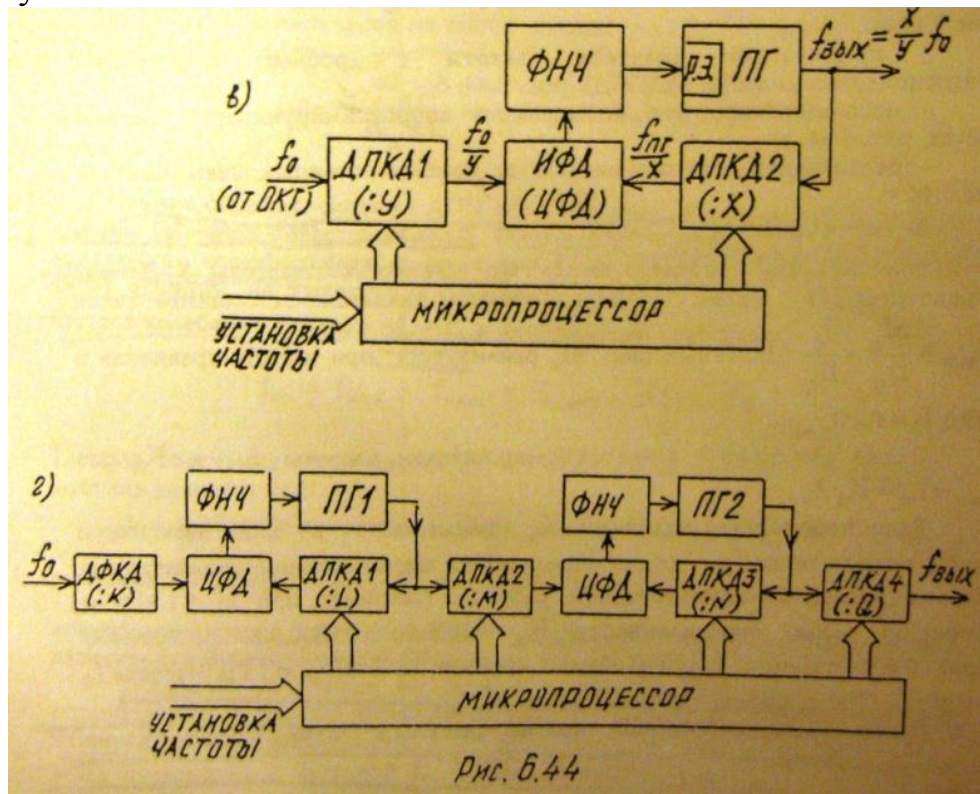
Побудуйте структурну схему синтезатору частот з ланцюгом цифрової ФАПЧ на діапазон вихідних частот  $f_{вих} = 1,0 \dots 2,0$  ГГц з кроком сітки частот  $\Delta f = 1$  кГц.

### Задача №10

Поясніть принцип функціонування схеми апроксимуючого синтезу частот. Яким чином реалізуються основні вимоги до вихідних коливань (діапазон



частот), крок сітки частот, кількість фіксованих частот, довгострокова нестабільність частоти, послаблення побічних коливань в наведеній схемі синтезу ?



### Задача №11

Багатосигнальна вибірковість: визначення та класифікація. Явище блокування в радіоприймачі: причини виникнення, способи усунення.

Прохідна характеристика активного елемента підсилювача радіочастоти преселектора приймача описується поліномом

$$I_{\text{вих}} = 0,2 + 0,8U_{\text{вх}} + 0,3U_{\text{вх}}^2 + 1,8U_{\text{вх}}^3$$

Розрахуйте допустиму амплітуду напруги завади на вході цього підсилювача радіочастоти, якщо допустимий коефіцієнт блокування радіоприймача складає  $K_{\text{бл.доп}} < 0,1$ .

### Задача №12

Багатосигнальна вибірковість: перехресна модуляція та взаємна модуляція.

Прохідна характеристика активного елемента підсилювача радіочастоти преселектора приймача описується поліномом

$$I_{\text{вих}} = 0,5 + 0,6U_{\text{вх}} + 0,9U_{\text{вх}}^2 - 1,5U_{\text{вх}}^3$$

а амплітудно-модульована завада на його вході може бути представлена як

$$U_{\text{п}}(t) = 0,01(1 + 0,85\cos(2\pi \cdot 10^3 t))\cos(2\pi \cdot 10^7 t).$$

Розрахуйте коефіцієнт спотворення для ефекту перехресної модуляції, якщо корисний сигнал є АМ сигналом вигляду

$$U_{\text{п}}(t) = 0,0005(1 + 0,75\cos(4\pi \cdot 10^3 t))\cos(2\pi \cdot 10^7 t).$$

**Критерії оцінювання:**

- 1) Повне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **2** бали;
- 2) Неповне розкриття змісту питання та повна відповідь на додаткові питання: **1,5** бали;
- 3) Неповне розкриття змісту питання та неповна відповідь на додаткові питання: **1...0,5** балів;
- 4) Відсутність підготовки до практичного заняття: **0** балів.



## Практичне заняття №7 «Моделювання синтезатора частот з використанням кола імпульсної ФАПЧ за допомогою програмного пакету ADIsimPLL 4.30»

### Завдання

1) Розробити згідно прикладу синтезатор частоти з цілочисельним коефіцієнтом ділення, що працює в діапазоні  $f_{\min}$ - $f_{\max}$  з кроком сітки  $\Delta f_c$  :

- Вибрати відповідну мікросхему подільника з бібліотеки елементів з відповідним обґрунтуванням цього вибору.
- Частоту опорного генератора прийняти рівною  $f_0$ .
- Потужність фазового шуму опорного генератора задати, використовуючи модель (Corner/Floor).
- Перестроюваний генератор вибрати з бібліотеки елементів.
- Рівень побічних спектральних складових синтезатора не повинен перевищувати -60 dBc.
- Використовуваний порядок фільтра НЧ - довільний.
- Рівень спектральної щільності фазового шуму синтезованого сигналу визначати в діапазоні 10 Гц - 100 МГц.

При необхідності підкоригувати параметри петлі ФАПЧ для досягнення режиму синхронізму. Критерієм правильності настройки синтезатора частоти, тобто досягнення режиму, близького до синхронізму, є зменшення параметра Abs Frequency Error (FreqError) зі збільшенням часу (Abs Frequency Error  $\rightarrow 0$  при  $t \rightarrow \infty$ ). Для досягнення режиму роботи синтезатора частоти, близької до синхронізму, рекомендується з бібліотеки програми вибирати мікросхему синтезатора, яка має максимальне значення напруги регулювання (параметр  $V_p$ ), дорівнює чи перевищує максимальну напругу регулювання перебудовується генератора (VCO) (параметр  $V_{\max}$ ).

- Порівняти спектр сигналу на виході синтезатора при токах витоку (параметр Leakage) 20 нА, 15 нА, 10 нА, 5 нА і 0 нА. При необхідності відкоригувати параметри петлевого фільтру НЧ для досягнення необхідного рівня побічних спектральних складових.

2) Оформити звіт, в якому привести вихідні дані всіх елементів, електричну схему синтезатора частот і графічні залежності його основних параметрів. Виходячи з аналізу отриманих кривих в звіті вказати, чи вдалося отримати режим синхронізму чи ні.

### Вступ

ADISimPLL - інтерактивна програма фірми Analog Devices для розрахунку синтезаторного кільця ІФАПЧ, спроектованого з використанням мікросхем

серії ADF4000.

Програма дозволяє істотно спростити і прискорити процедуру проектування і аналіз характеристик синтезатора в перехідному і усталеному режимах.

Теоретичні основи проектування ІФАПЧ синтезаторів базуються на ряді положень теорії автоматичного регулювання. Серед них частотні методи аналізу, що встановлюють зв'язок між параметрами частотних характеристик разомкнутого кільця і характеристиками кільця ІФАПЧ. До числа таких параметрів відносяться частота одиничного посилення разомкнутого кільця, запас стійкості по фазі, з якими безпосередньо пов'язані тривалість перехідного процесу і величина коливальності перехідної характеристики. Застосування балки-ріфміческіх частотних характеристик дозволяє встановити механізм перетворення спектральної щільності потужності різних перешкод всередині кільця в спектральну щільність фазових флуктуацій синтезованого сигналу і виконати її необхідний розрахунок.

Проектування синтезатора на основі ІФАПЧ полягає в **виконанні наступних кроків**:

- визначення частотних вимог до синтезуються сигналам і вихідним вузлів синтезатора;
- вибір цифрової мікросхеми серії ADF (*chip*);
- вибір перебудовується генератора (ПГ, ГУН) (VCO);
- вибір опорного кварцового генератора (*Reference*);
- вибір типу петлевого фільтру (*loop filter*);
- моделювання, аналіз характеристик кільця, корекція параметрів окремих ланок.

-Вибір цифрового модуля, перебудовується генератора і опорного генератора і режимів їх роботи пов'язаний в першу чергу з динамічними характеристиками синтезатора. Вибір петлевого фільтру є заключним етапом і багато в чому визначається вимогами до спектральних характеристик синтезованого сигналу. До числа їх відносяться: рівень дискретних паразитних складових, спектральна щільність потужності фазових флуктуацій при заданих відбудови по частоті, паразитное відхилення частоти в заданій смузі частот (ПОЧ), паразитное відхилення фази в заданій смузі частот (ПОФ).

Програма передбачає повернення до попередніх сторінок розрахунку за результатами поточного аналізу динамічних і спектральних характеристик. Для цього достатньо скористатися кнопкою Back. Після завершення всього проекту свій вибір можна змінити за допомогою кнопки (Edit/PLL Configuration) на головній панелі.



## 1. Основні етапи проектування

### 1.1. Попередній вибір цифрового модуля

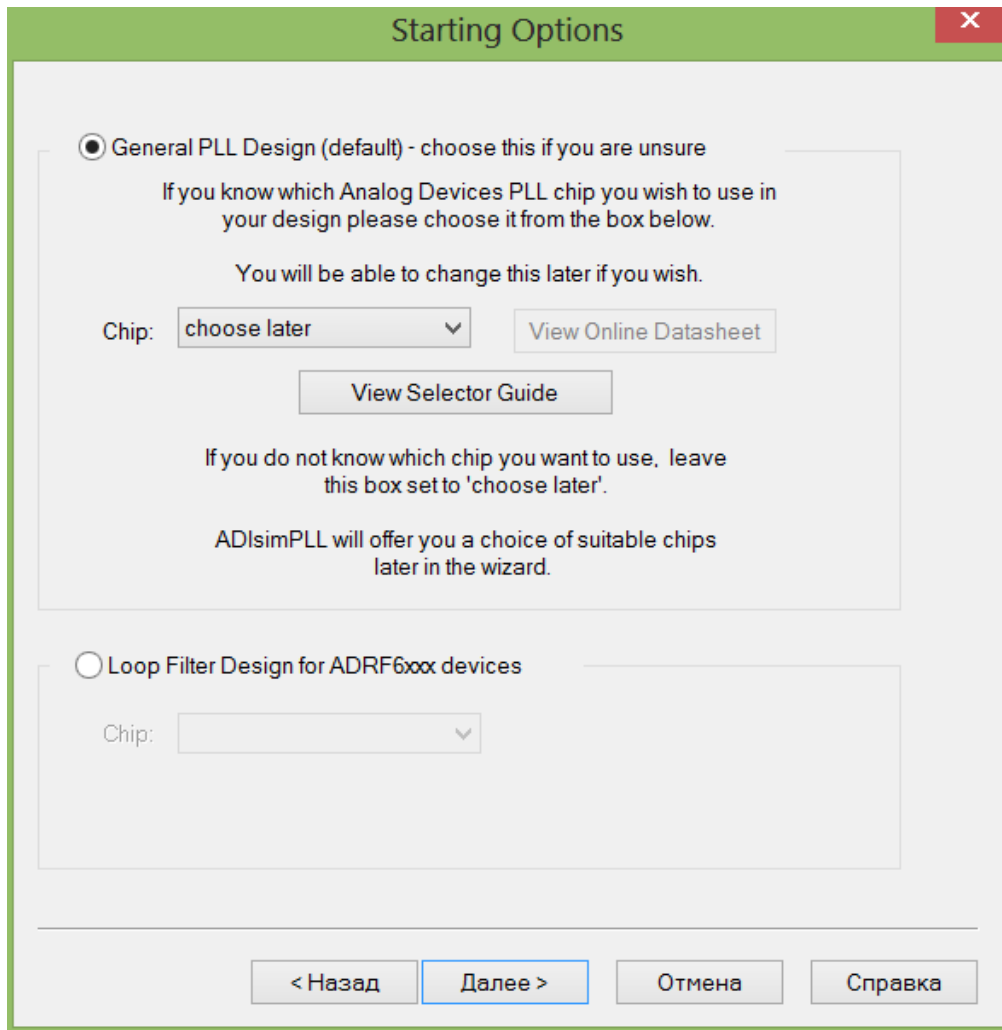


Рис. 1. Попередній вибір цифрового модуля

У вікні на рис. 1 ви вказуєте цифрову мікросхему, з якої заздалегідь визначилися або вибираєте мікросхему із запропонованого списку. В іншому випадку виберіть опцію *choose later*. Опція *View Online Datasheet* дозволяє отримати додаткову інформацію про мікросхемі на сторінках сайту фірми Analog Devices [www.analog.com](http://www.analog.com). У таблиці *View Selector Guide* описані наступні властивості мікросхем:

**Config** - конфігурація мікросхеми (*single* або *dual*);

**Type** - тип мікросхеми (з цілим (*int-N*) або дробним (*frac- N*) коефіцієнтом ділення);

**VCO** - yes, якщо перебудовується генератор вбудований в мікросхему, по, якщо не вбудований;

**$F_{min}$**  - мінімально допустима частота перебудови VCO, МГц;

**$F_{max}$**  - максимально допустима частота перебудови VCO, МГц;

***PN Floor*** - граничне значення спектральної щільності потужності фазового шуму, віднесене до потужності несучої,  $\text{дБс/Гц}$ ;

***Max Ref*** - мінімально допустима частота опорного генератора,  $\text{МГц}$ ;

***V<sub>cc</sub> (min)*** - мінімальна напруга живлення,  $\text{В}$ ;

***V<sub>cc</sub> (max)*** - максимальна напруга живлення,  $\text{В}$ ;

***V<sub>p</sub>*** - допустима напруга зарядним накачування,  $\text{В}$ ;

***I<sub>cc</sub>*** - робочий ток,  $\text{мА}$ .

## 1.2. Вибір типа синтезатора

Початковий етап виконується за допомогою вікна, наведеного на рис. 2. Вказуються такі ознаки синтезатора:

**The PLL has to:** необхідно вказати, синтезується діапазон частот або сигнал певної частоти.

**The PLL is:** виберіть тип коефіцієнта ділення, який може бути цілочисельним або дробовим.

**SimPLL should:** в разі синтезу діапазону частот при необхідності можна виконати перевірку можливості бути реалізованим діапазону за допомогою функції Check that.

**I want to specify the:** задайте крок частотної сітки або частоту фазового детектора.

За допомогою вікна на рис. 3 Задайте фрагмент синтезованих частот, частоту фазового детектора, частоту опорного генератора.

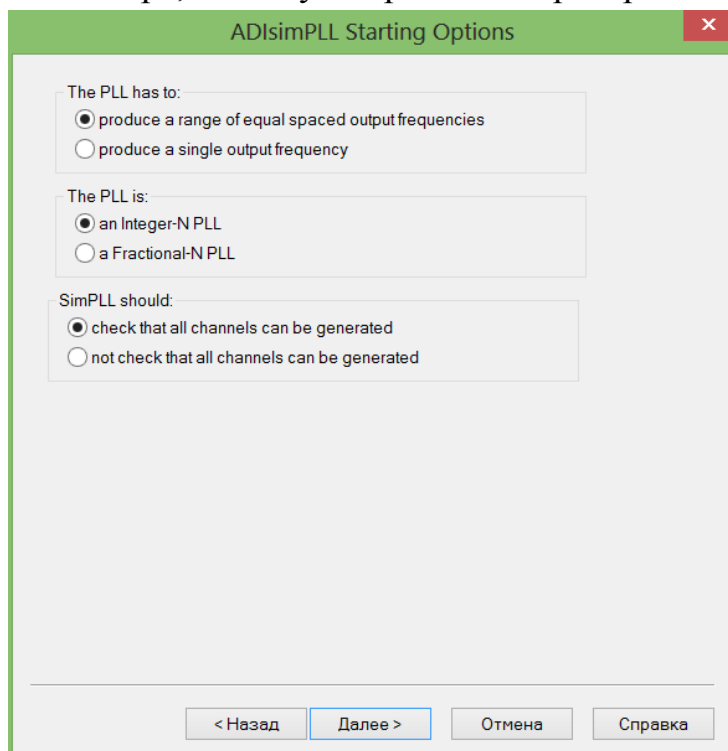


Рис. 2. Визначення частотних вимог

**Output Frequency Requirements**

Specify the Output Frequency requirements for your PLL synthesizer

For chips with a doubler output, (e.g. ADF5355) enter details for the non-doubled output. See Help for more details.

Minimum Frequency

Maximum Frequency

Phase Detector Freq

Channel Spacing equals the Phase Detector Frequency for Integer-N PLL's unless an external prescaler is used.

☐ Use an External Prescaler

If you have a given reference frequency that you must use then check the box below and enter the frequency. Otherwise the reference frequency can be selected later.

☐ Use Reference Frequency of:

All frequencies are entered in Hz. To enter 10MHz simply type "10M" or "10e6", to enter 22.5kHz type "22.5k" or "22.5e3" and so on.

< Назад    Далее >    Отмена    Справка

*Рис. 3. Завдання діапазону частот*

У разі необхідності, виберіть попередній дільник

**PLL Prescaler Selection**

To use a prescaler choose "custom" and enter the division ratio, or select a library model.

☐ From Library    Selector Guide

Prescaler Library

Prescaler Model

Div N

☒ Custom    Division Ratio

Phase noise details can be entered later.

Frequency to PLL chip will be from 50.0MHz to 65.0MHz  
Channel spacing will be 50.00kHz (= 2 x 25.00kHz)

< Назад    Далее >    Отмена    Справка

*Рис. 4. Вибір попереднього дільника*

### 1.3. Вибір цифрового модуля

ADISimPLL пропонує Вам свою бібліотеку мікросхем серії ADF, параметри яких вказані в таблиці **Selector Guide**. Підключення опції **Only list chips covering frequency range** обмежує Ваш вибір тими мікросхемами, які задовольняють заданим частотним вимогам. Також можна вибрати додаткові функції: детектор контролю синхронізму **Lock Detect** і режим швидкого захоплення частоти **Speedup Type (Fast Lock)**, якщо вони підтримуються Вашою мікросхемою. Введіть напруга живлення в ланцюзі підтримки заряду  $V_p$ .

PLL Chip Selection

Select the PLL synthesizer chip for your design

☒ Only list chips covering frequency range [Selector Guide](#)

Chip: ADF4001 [View Online Datasheet](#)

ADF4001 - Integer-N PLL chip  
Frequency range from 0Hz to 200MHz  
Reference Frequency to 104MHz  
Phase Detector Maximum Frequency: 55.0MHz

Lock Detect

- ☒ None
- ☐ Voltage O/P
- ☐ Open Drain O/P
- ☐ Digital Filter

Speedup Type

- ☒ None
- ☐ Switched R1

Enter Charge Pump Vp

5.00V Chip Vp max = 6.0V

In-band Phase Noise: -95.8 dBc/Hz  
Phase Detector Freq: 25.0kHz  
Channel Spacing: 25.0kHz

< Назад    Далее >    Отмена    Справка

Рис. 5. Вибір цифрового модуля

### 1.4. Вибір петлевого фільтру

У наступному вікні Ви вибираєте фільтр, необхідний для виконання проектування. Бібліотека містить пасивні і активні фільтри. Детальний опис можна знайти в Help Loop Filter. Для активного фільтра можна вибрати модель операційного підсилювача із запропонованого списку Op Amp Model. Якщо потрібної моделі не існує, то виберіть Custom і задайте параметри пізніше

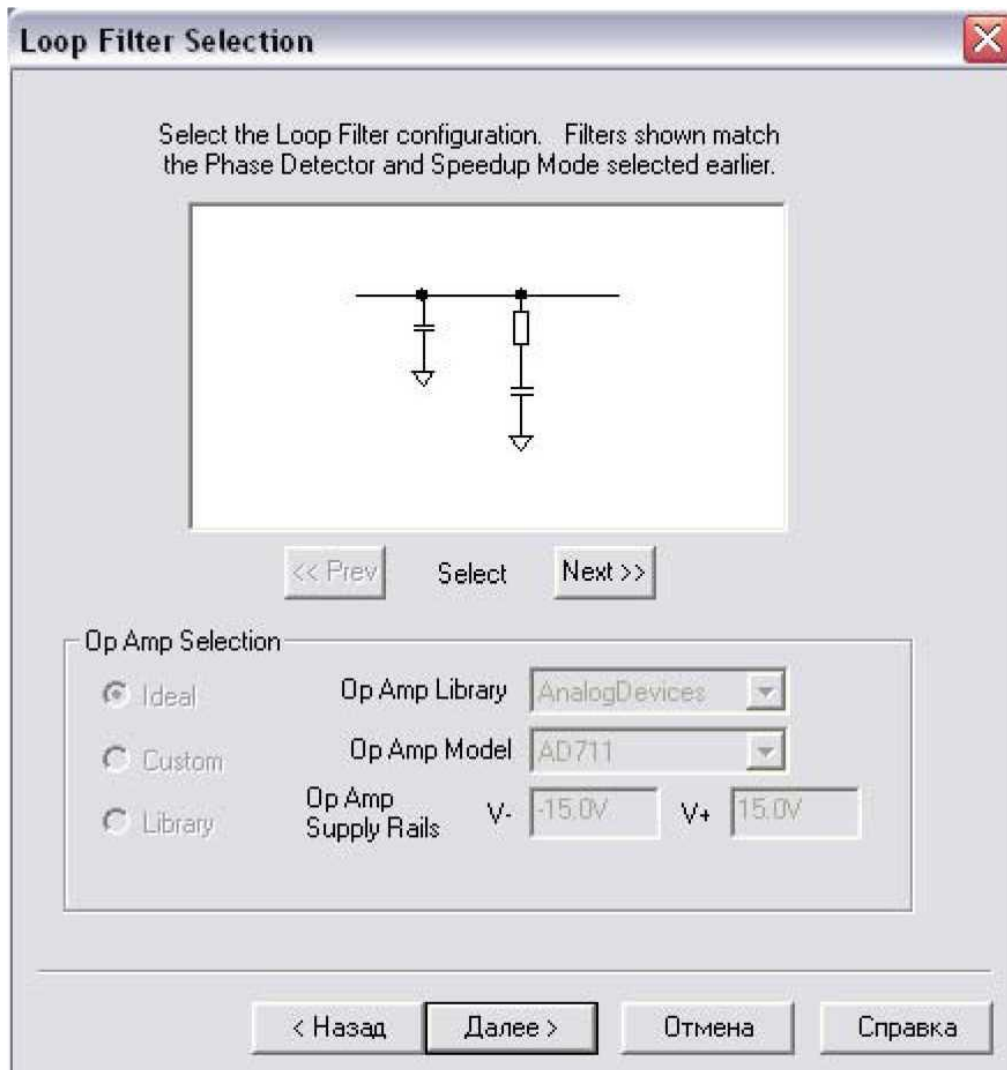


Рис.6.Вибір петлевого фільтру

### 1.5. Вибір керованого генератора (VCO)



Рис. 7. Вибір керованого генератора (VCO)

Генератор можна вибрати із запропонованої бібліотеки. Всі параметри VCO зведені в таблицю Search VCO Libraries:

**Part #** - номер генератора;

**Library** - назва бібліотечного файлу;

**$F_{min}$**  - мінімальна частота перебудови, МГц;

**$F_{max}$**  - максимальна частота перебудови, МГц;

**$K_v$**  - крутизна VCO, МГц/В;

**$V_{min}$**  - мінімальна напруга, необхідне для перекриття частотного діапазону;

**$V_{max}$**  - максимальна напруга, необхідне для перекриття частотного діапазону;

**$P_{noise}$**  - спектральна щільність потужності фазового шуму на частоті 10 кГц, дБс/Гц;

**$P_{out}$**  - Вихідна потужність;

**$C_t$**  - ємність, пФ;



$V_{cc}$  – напруга живлення, В.

Если необходимого Вам генератора нет в предложенной библиотеке, то Вы можете створити свій бібліотечний файл з характеристиками цього генератора (див. далі) або вказати крутизну, а дані по фазового шуму внести пізніше.

### 1.6. Вибір опорного генератора (Reference)

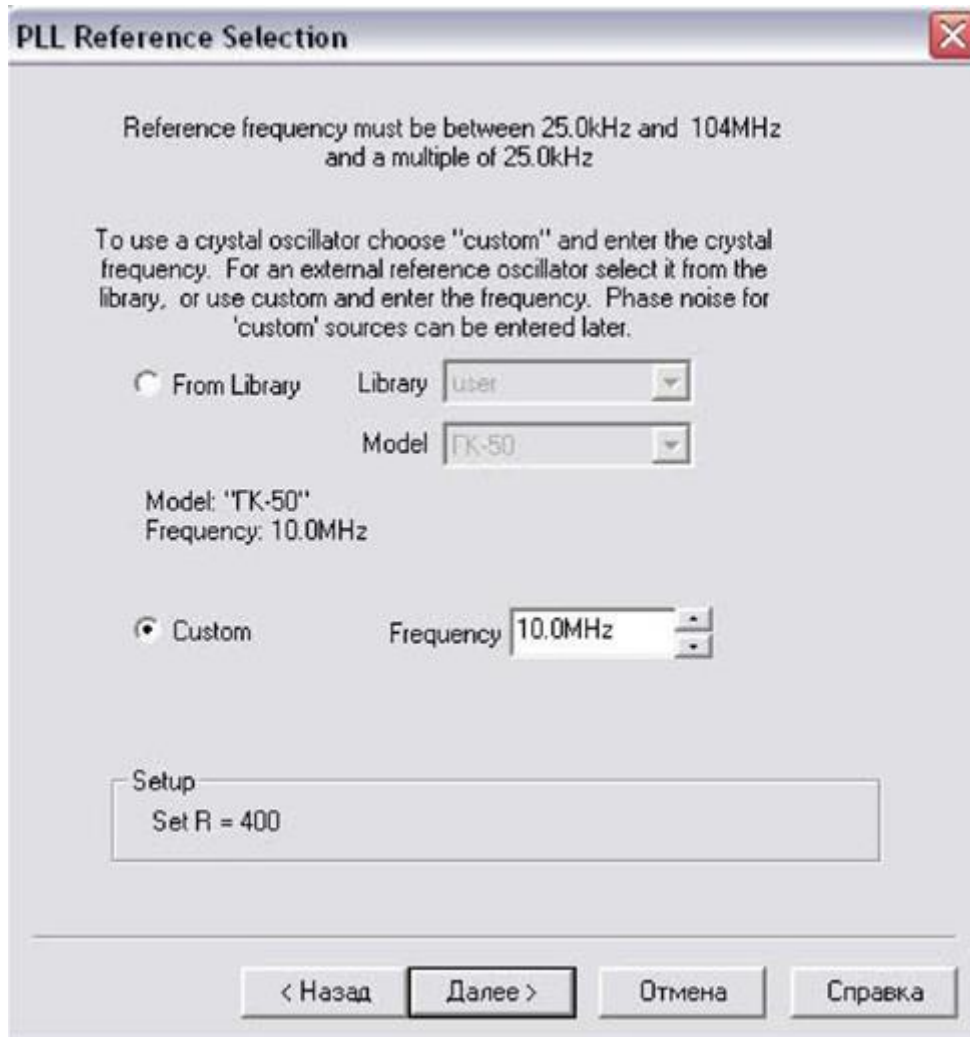


Рис. 8. Вибір опорного генератора

Подібно VCO, опорний генератор можна вибрати зі створеного Вами бібліотечного файлу, або вказати частоту генератора з наступним визначенням фазових шумів.

Set R - коефіцієнт розподілу в ланцюзі опорного генератора.

### 1.7. Завдання параметрів стійкості

Після вибору всіх компонентів синтезатора необхідно задати параметри стійкості системи ІФАПЧ. Для цього в наступному вікні вказують запас стійкості по фазі **Phase Margin**. Запас стійкості по фазі визначається виразом

$\Delta\varphi_3 = 180^\circ + \varphi(\omega_c)$ , где  $\varphi(\omega_c)$  - аргумент коефіцієнта передачі розімкнутого кільця на частоті одиничного посилення (модуль коефіцієнта передачі дорівнює 0 дБ). Дану частоту називають частотою зрізу кільця (**Loop Bandwidth**). Зазвичай ці параметри виставлені за замовчуванням. Частота зрізу вибирається як  $\omega_c = 0,1\omega_0$  (10% від робочої частоти фазового детектора), а значення  $\Delta\varphi_3 = 45^\circ$ . У вікні можна вказати інші значення або змінити їх пізніше на інформаційній панелі (**Data Panel**).

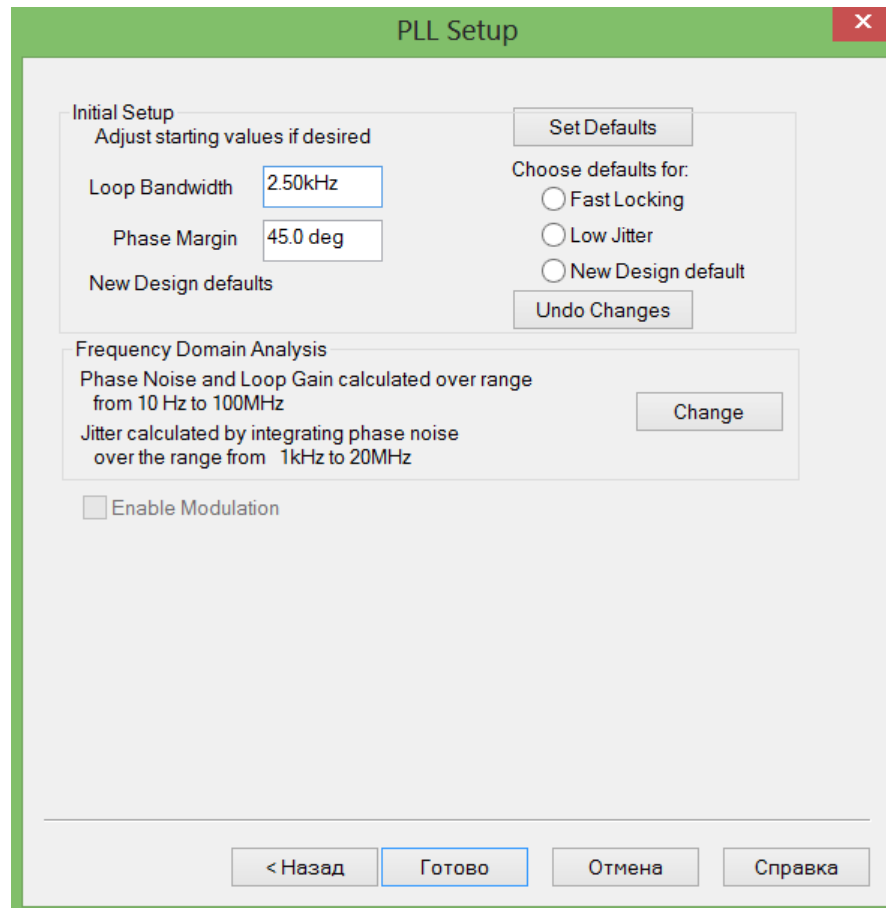


Рис. 9. Вибір параметрів стійкості

## 2. Основне вікно програми

Після установки всіх параметрів системи натисніть кнопку **Готово**, тим самим перейдете на основну сторінку. В основному стані сторінка розділена на дві частини, як це показано на рис. 10.

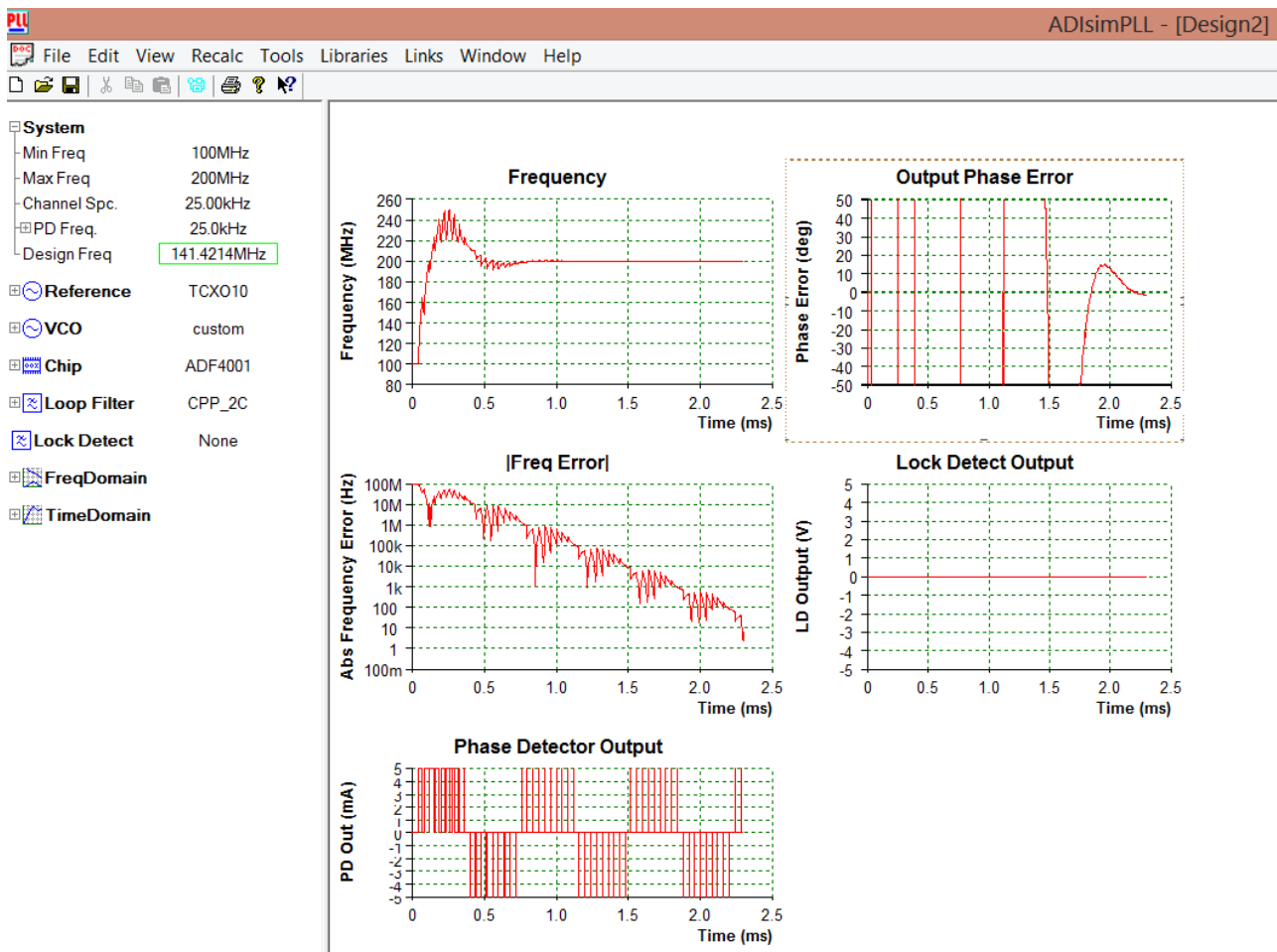


Рис. 10. Головна сторінка програми

Інформаційна панель **Data Panel** - це область електронної сторінки, яка відповідає за параметри системи. Тут можна змінювати значення параметрів, що вводяться раніше.

Панель результатів **Results Panel** - ця область електронної сторінки, яка відображає результати роботи системи.

Панель сервісні повідомлення **Message Panel** відображає повідомлення про помилки. Вона з'являється і зникає автоматично.

## 2.1. Інформаційна панель (Data Panel)

Інформаційна панель дозволяє редагувати параметри системи, які були задані раніше на етапі розробки. Дані розміщені ієрархічним способом. У виділеній осередку значення параметра можна змінити за допомогою кнопок **Page Up** и **Page Down**, при цьому результати в Results Panel змінюються автоматично.

В розділі **System** редагуються частотні параметри системи:

**Min Freq** - мінімальна частота синтезованого діапазону, МГц;

**Max Freq** - максимальна частота синтезованого діапазону, МГц;

**Channel Spc** - крок частотної сітки (частота дискретизації), кГц;

**PD Freq** - робоча частота фазового детектора, кГц;

**Ref Divider** - коефіцієнт розподілу опорного подільника;

**Design Freq** - частота аналізу (синтезируемая частота, на якій виконується попередній аналіз характеристик синтезатора). За замовчуванням вибирається рівної  $\sqrt{F_{\max} F_{\min}}$ .

В розділі **Reference** редагуються вимоги на опорний генератор:

**Frequency** - частота опорного генератора, МГц;

**Phase Noise** - спектральна щільність потужності фазового шуму, внесеного опорним генератором, дБс/Гц. Спектральна щільність (СП) потужності фазового шуму задається по одній з наступних моделей:

1. None - фазовий шум відсутній;

2. Corner/Floor

Спектральна щільність задається модифікованим виразом Лисона:

$$L(f_m) = N_{\text{floor}} \cdot \left(1 + \frac{f_c^2}{f_m^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{f_f}{f_m}\right) \quad (1)$$

де  $f_m$  - частотна відбудова від несучої;

$N_{\text{floor}}$  - граничне значення фазового шуму (рівень білого шуму);

$f_c$  - значення частоти, на якій перетинаються дві апроксимуючі прямі: пряма білого шуму і пряма з нахилом 20 дБ / дек. Наочно це відображено на рис.11 (частота **corner frequency**);

$f_f$  - значення частоти, на якій перетинаються апроксимуючі прямі з нахилом 20 дБ / дек і 30 дБ / дек (**flicker corner**, зазвичай покладається рівною нулю).

Спектральна щільність фазового шуму, побудована відповідно до моделі (1), наведена на рис. 11.

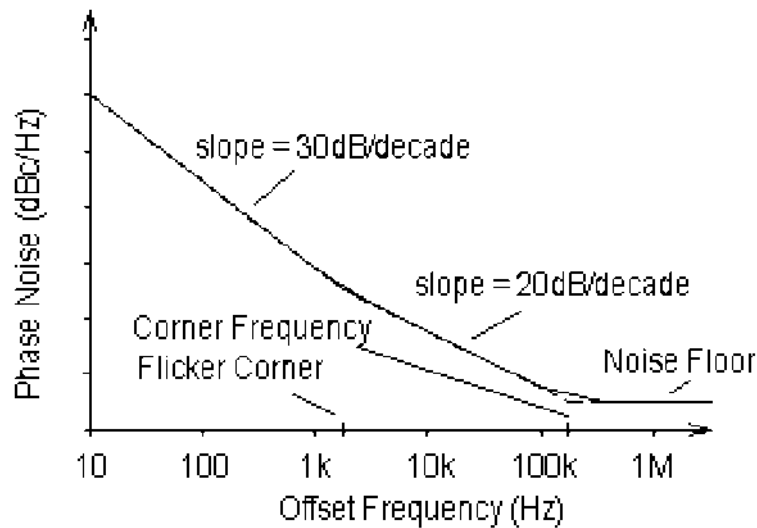


Рис. 11. СП потужності фазового шуму по моделі Corner/Floor

Таким чином, якщо ви хочете поставити СП фазового шуму, спираючись на дану модель, необхідно ввести два параметри: рівень білого шуму **PN Floor** і значення частоти **Corner Freq.**

### 3. Leeson

Спектральна щільність задається за моделлю Лисона відповідно до наступного виразу:

$$L(f_m) = \frac{FkT}{2P_{avs}} \cdot \left(1 + \frac{1}{f_m^2} \cdot \left(\frac{f}{2Q_L}\right)^2\right) \cdot \left(1 + \frac{f_f}{f_m}\right) \quad (2)$$

де  $F$  - коефіцієнт шуму активного елементу генератора (**Noise Figure**);

$P_{avs}$  - потужність коливань на виході активного елементу генератора (**Resonator Power**);

$Q_L$  - навантажена добротність резонатора (**Loaded Q**);

$f/2Q_L$  - половина смуги пропускання ланцюга зворотного зв'язку за рівнем половинної потужності;

$f$  - частота генератора (відповідає частоті **Test Freq.**);

$k$  - постійна Больцмана;

$T$  - абсолютна температура.

### 4. Point/Floor

Спектральна щільність задається згідно (1), при цьому необхідно визначити рівень білого шуму **PN Floor** і точку, через яку буде проходити крива **Phase Noise at Freq.** Це відображено на рис. 12.

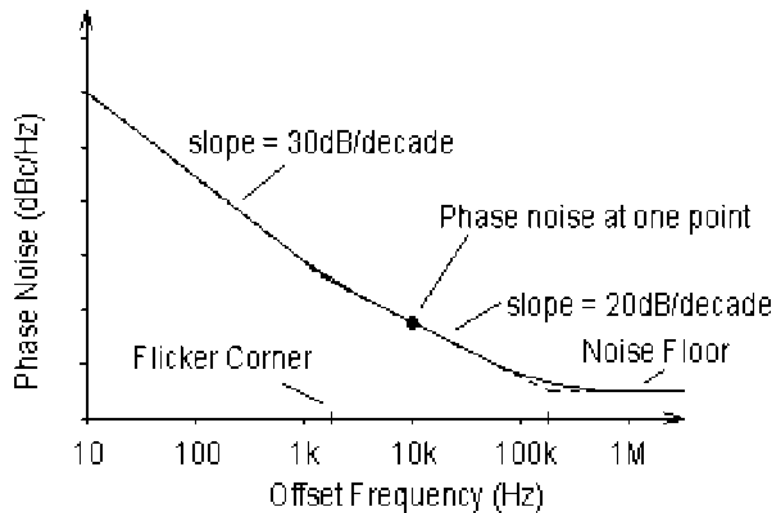


Рис. 12. СП потужності фазового шуму по моделі **Point/Floor**

## 5. Table

Щоб використовувати цей спосіб, необхідно помістити інформацію про генератор в бібліотеку даних (див. Далі). СП фазового шуму будується по табличних значень, між точками використовується лінійна інтерполяція. Це показано на рис. 13.

Можна відзначити, що модель СП фазового шуму **Point/Floor** є найбільш зручною для швидких досліджень. Якщо Ви хочете дослідити реальні генератори, то використовуйте табличні дані.

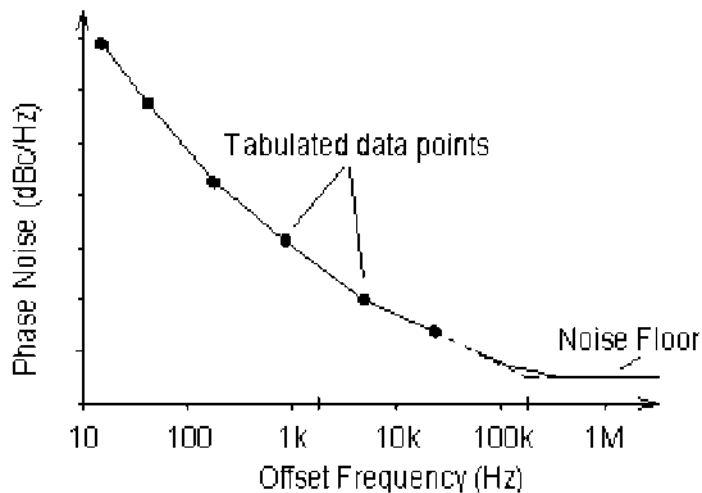


Рис. 13. СП фазового шуму по табличних значень

В розділі перебудовується генератор **VCO**

**Tuning Law** - характеристика управління перебудовується генератора (ПГ), яка показує залежність вихідної частоти ПГ від керуючої напруги. Її можна задати декількома способами:

1. Перестроюваний генератор **VCO** описується наступними параметрами:  
 $K_v$  (ideal)

Залежність частоти від напруги, що має строго лінійний характер, як це показано на рис. 14. Ця залежність визначається крутизною  $K_v$  і початковою точкою  $f(0)$ .

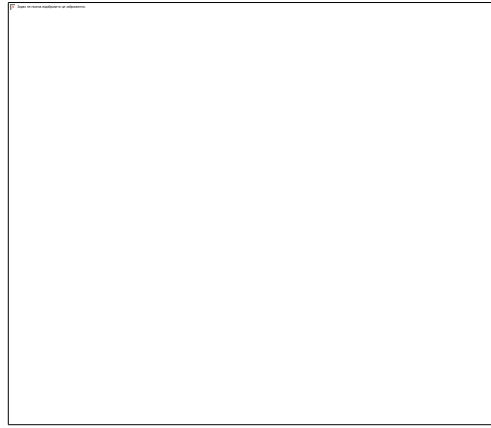


Рис. 14. Характеристика управління ПГ способом  $K_v$  (ideal)

2. 2 point

Характеристика управління лінійна і задається за двома точками  $F_1=F(V_1)$  та  $F_2=F(V_2)$ .

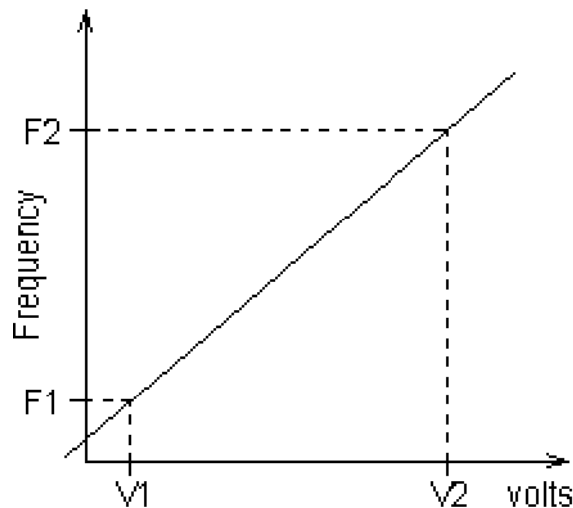


Рис. 15. Характеристика управління ПГ (способ 2 point)

3. Datasheet  $K_v$

Характеристика управління задається по крутизні  $K_v$  і точці з координатами  $F((V_1+V_2)/2)=(F_1+F_2)/2$ , як це показано на рис.16.

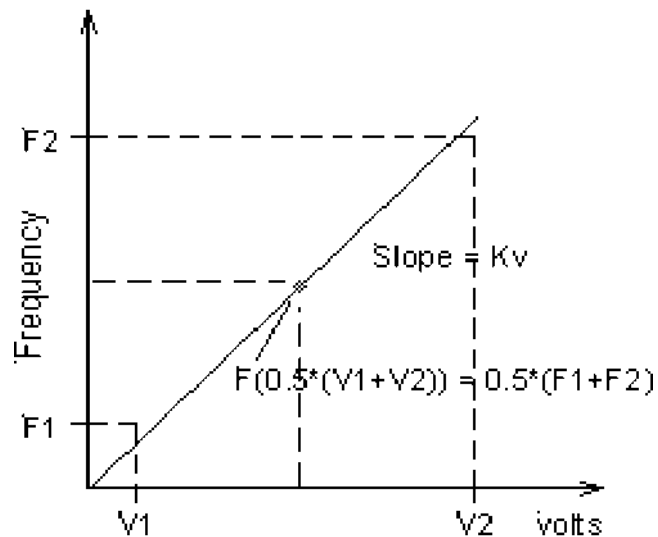


Рис. 16. Характеристика управління ПГ (спосіб Datasheet  $K_v$ )

#### 4. Table

Характеристика управління ПГ будується по табличних значень, які прописані в бібліотечному файлі. Між точками використовується лінійна інтерполяція, як показано на рис. 17.

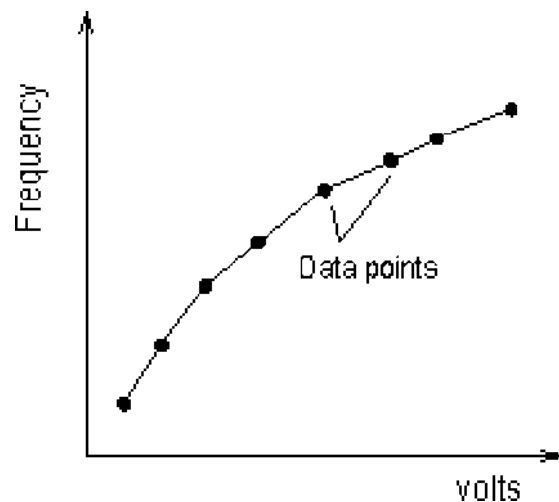


Рис. 17. Характеристика управління ПГ (табличні значення)

Способи завдання СП фазового шуму такі ж, як у випадку опорного генератора.

В розділі **Chip** вибираються режими і параметри обраної цифровий мікросхеми.

В полі **Mode** задається робочий режим мікросхеми. Якщо вона не підтримує функцію швидкого захоплення **Fast Lock**, то для неї доступний тільки нормальний режим роботи (**Normal**). Інакше, можливо три варіанти.



Режим	Частотна область	Аналіз перехідних процесів
Normal	Аналіз системи відбувається в стані синхронізма (смуга захоплення вузька)	Смуга захоплення збільшується протягом перехідного процесу, а потім назад звужується згідно таймером
FL off	Те ж саме, що і <i>Normal</i>	Смуга захоплення зберігається вузької
FL Always	Аналіз виконується при широкій смузі захоплення	Смуга захоплення зберігається широкої протягом всього перехідного процесу

Широке поширення отримали двухмодульної попередні подільники частоти - «прескалери». Вони забезпечують режим поділу на  $P$  і  $P + 1$ , де  $P$  - модуль прескалера (Prescaler p.). Їх застосування дозволяє підняти робочу частоту ДПКД до декількох ГГц (наприклад, до 4 ГГц у цифрового модуля ADF4113, до 6 ГГц у модуля ADF4106). Суттєвою особливістю двухмодульної ДПКД є обмеження на мінімальний коефіцієнт ділення (*Min Ctgs Divider*) - він не може бути менше, ніж  $P(P-1)$ .

Наприклад, мінімальний модуль прескалера  $P_{\min}=8$  дозволяє забезпечити  $K_{\min}=56$ .

*Counter Bits* - кількість біт в лічильнику;

*Min Value* - мінімальне значення коефіцієнта ділення;

*Max Freq.* - максимальне значення коефіцієнта ділення;

*Max PS Out Freq.* - максимальна частота з виходу попереднього дільника;

*Min Freq.* - мінімальна робоча частота подільника.

В полі *Reference Divider* задаються параметри опорного подільника:

*Counter Bits* - кількість біт в лічильнику опорного подільника;

*Min Value* - мінімально допустиме значення коефіцієнта ділення;

*Max Freq.* - максимальна робоча частота подільника;

*Min Freq.* - мінімальна робоча частота подільника.

До складу мікросхеми входить частотно-фазовий детектор (*Phase Detector*), який доповнений ланцюгом підтримки заряду (зарядова накачування *Charge Pump*). Така побудова фазового детектора з зовнішніми ланцюгами дозволяє в режимі синхронізму забезпечити тимчасове неузгодженість між однойменними перепадами імпульсів опорного коливання і наведеного не більше одиниць наносекунд. Параметри ЧФД наступні:

*CP Current* - величина струму накачування;

$R_{set}$  - зовнішній резистор, опір якого пов'язане зі струмом накачування наступним виразом для серії ADF  $R_0=0$ ;

**Leakage Current** - струм витоку;

$V_p$  - напруга живлення в ланцюзі підтримки заряду;

$V_{min}$  - мінімальне значення напруги на виході ЧФД, за замовчуванням приймається рівним нулю;

$V_{max}$  - максимальне значення напруги на виході ЧФД, за замовчуванням приймається рівним  $V_p$ ;

$F_{max}$  - максимальна робоча частота ЧФД;

**PN Floor** - граничне значення шуму, що вноситься ЧФД (рівень білого шуму).

На виході кожного модуля серії ADF 4000 має режим «контроль синхронізму» (**Lock Detect**), дозволяє визначати наявність або відсутність синхронізму в кільці. Формується вихідний сигнал індикації захоплення частоти. На рис. 18 наведені тимчасові діаграми роботи ЧФД при різних поєднаннях приходу однойменних фронтів імпульсів опорного  $f_r$  і перебудовується  $f_p$  коливаль. Третій рядок показує форму сигналу на виході детектора контролю синхронізму LD.

Зазвичай до виходу LD під'єднують інтегруючу RC - ланку для того, щоб отримати практично постійна напруга - логічний «0» або «1». Напруга на виході ЧФД позначено як  $D_0$ .

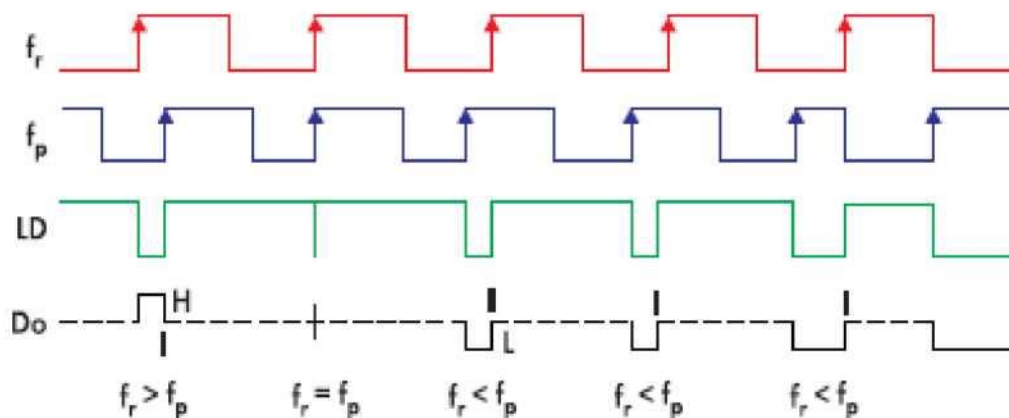
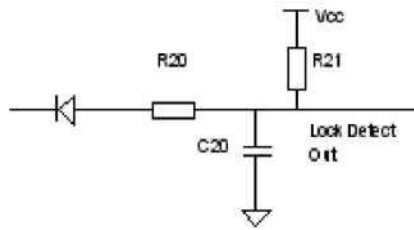


Рис. 18. Тимчасова діаграма роботи ЧФД

Можна вибрати один з режимів **Lock Detect**:

**None** - детектор контролю синхронізму відсутня;

**Open Drain O/P** - логічний вихід з відкритою витоком, до якого приєднується зовнішній аналоговий фільтр такого вигляду:



**Digital filter** - пряме з'єднання мікросхеми з виходом детектора.

Необхідно задати параметри:

$V_{low}$  - напруга з виходу ланцюга **Lock Detect** в режимі LOW;

$V_{high}$  - напруга з виходу ланцюга **Lock Detect** в режимі HIGH;

$T_{pass}$  - максимальна тривалість імпульсу з виходу ЧФД, який буде віднесений до синхроімпульсів;

$N_{pass}$  - кількість синхроімпульсів, яке необхідно для визначення синхронізму в системі. Вихід **Lock Detect** в стані HIGH;

$T_{fail}$  - якщо приходить імпульс, який перевищує цю тривалість, то система виходить із стану синхронізму. Вихід **Lock Detect** в стані LOW.

Для того щоб прискорити захоплення при зриві синхронізації, застосовують схему «швидкого захоплення» (**Fast Lock**). Ця схема сприяє збільшенню струму ЧФД в процесі переходу на іншу частоту, що скорочує час встановлення частоти.

У режимі «швидкого захоплення» можливо програмований перемикання вихідного струму ЧФД зі стандартного режиму (low) 250 мкА в режим (high) 1 мА протягом 3 - 63 періодів частоти порівняння з кроком чотири періоди (тобто 3, 7, 11 і т.д. до 63) в залежності від параметрів петлі.

Збільшення струму ЧФД під час перехідного процесу сприяє його форсуванню, тобто зменшення часу перемикання з частоти на частоту за рахунок короткочасного збільшення коефіцієнта посилення кільця ІФАПЧ.

У даній програмі цей режим називається **Speedup Mode** - режим прискорення перехідних процесів. Не всі мікросхеми його підтримують.

Для забезпечення режиму **Speedup Mode** необхідно:

- 1) змінити конфігурацію PLL (**Edit/PLL Configuration**);
- 2) У вікні **PLL Chip Selection** вибрати мікросхему, яка підтримує **Speedup Type/Switched Rj**;
- 3) на інформаційній панелі в розділі **Chip/Speedup Type** обрати  $SWR_1$   $2 \cdot BW$ .

В результаті паралельно петлевий фільтр буде підключений додатковий резистор R1, ток зарядної накачування збільшиться в чотири рази, а смуга захоплення - вдвічі. Присутність режиму **Speedup Mode** наочно відображається

на перехідних процесах. Задаються наступні параметри:

**Ext Timer** - зовнішній таймер, який відповідає за початок і закінчення режиму «швидкого» захоплення. Вводиться постійна часу Timeout Period. Після закінчення цього періоду система перемикається в нормальний режим роботи.

**Ref Counter** - механізм паузи, який повертає систему в нормальний режим роботи після фіксованої кількості циклів **Ref Intervals**. Наприклад, якщо частота ЧФД дорівнює 10 кГц, вводячи значення **Ref Int=20**, Ми забезпечуємо режим «швидкого» захоплення протягом перших 2 мс.

**Fast Lock  $I_{cp}$**  - значення струму зарядної накачування протягом режиму «швидкого захоплення». Це значення має бути в 4 рази більше по відношенню до струму в **Chip/Phase Detector/Charge Pump Current**.

**Charge Transfer** - додатковий заряд, який потрібно підвести після завершення режиму **Speedup Mode**.

Блок **Loop filter** містить технічні вимоги до фільтру поряд з його компонентами.

Основним завданням петлевого ФНЧ є додаткова фільтрація перешкод з частотами, кратними частоті дискретизації. Крім того, важливою функцією фільтра є забезпечення необхідної АЧХ кільця і його безумовної стійкості.

Програма може розрахувати фільтр (його компоненти), які задовольняють критеріям стійкості, або проаналізувати роботу системи з заданим фільтром. Тому в поле **Specify** потрібно вибрати одне із запропонованих умов:

#### **Phase Margin**

В цьому випадку задається частота зрізу разомкнутого кільця і запас стійкості по фазі. З огляду на це автоматично розраховуються компоненти фільтра і Нуль / Полюси (**Pole/Zero**) передавальної функції розімкнутого кільця.

#### **Pole/Zero**

Зміною положення нулів і полюсів домагаються необхідного запасу стійкості по фазі.

#### **Components**

В цьому випадку можна змінювати значення компонентів фільтра, частота зрізу і запас стійкості по фазі будуть розраховуватися автоматично.

В полі **Freq Domain** задаються параметри для аналізу синтезатора в частотній області:

**Min Freq, Max Freq** - діапазон частот, в якому відбувається аналіз частотних залежностей;

**Prt per Decade** - кількість точок на декадні відстань.

**Analysis at** - частота аналізу, яка може змінюватися в межах синтезованого діапазону, наприклад, від 100 МГц до 130 МГц, тоді коефіцієнт ділення **Int(N)** буде змінюватися від 4000 до 5200 при кроці сітки 25 кГц.

В полі ***Time Domain*** задаються параметри для аналізу перехідних процесів. Пропонується два способи аналізу:

#### ***Power On***

В цьому випадку конденсатори петлевого фільтру розряджені і управляє вихідна напруга дорівнює нулю, тобто система спочатку знаходиться не в змозі синхронізму. Таким чином, під перехідним процесом тут розуміється процес захоплення частоти (***Frequency***) системою.

#### ***Freq Change***

Цей спосіб аналізу показує роботу системи в режимі перемикання частоти. Відбувається перехідний процес входу в синхронізм на новій частоті, система переключається з частоти ***Start Freq*** на частоту ***New Freq***.

***Stop Time*** - час симуляції перехідного процесу;

***Max Time Step*** - розмір тимчасового кроку повинен бути менше періоду дискретизації.

#### ***Панель результатів (Results Panel)***

Ця ділянка містить графічні сторінки: **Components, Time Domain, Freq Domain, Schematic**, та текстові: **Tutorial, Reports**.

#### **Components Page**

На цій сторінці представлені наступні характеристики:

***VCO Phase Noise*** - спектральна щільність потужності фазового шуму перебудовується генератора (ПГ) на частоті аналізу;

***VCO Freq vs Volts*** - керуюча характеристика ПГ;

***VCO Kv vs Volts*** - крутизна ПГ;

***Ref Phase Noise*** - спектральна щільність потужності фазового шуму опорного генератора (ОГ) на частоті аналізу;

***Prescaler Phase Noise*** - спектральна щільність потужності фазового шуму попереднього дільника частоти.

#### **Time Domain**

На цій сторінці зображені перехідні процеси:

***Frequency*** - залежність вихідної частоти синтезатора від часу в режимі захоплення;

***|Freq Error|*** - зміна абсолютної частотної помилки з часом. Під частотною помилкою розуміється відхилення поточної частоти від частоти, на яку перебудовується система;

***Phase Detector Output*** - тимчасова діаграма на виході ЧФД;

***Output Phase Error*** - процес зміни фазової помилки в часі. Під фазовою помилкою розуміється різниця між фазою на виході VCO реальної системи і фазою ідеальної системи (тобто системи, в якій відсутні перехідні процеси);

***Lock Detect Output*** - форма сигналу на виході детектора контролю

синхронізму. Високий рівень напруги (логічна «1») відповідає роботі системи в режимі захоплення, низький рівень (логічний «0») - синхронізації немає.

### **Freq Domain**

В цій галузі представлені частотні залежності:

**Open Loop Gain** - АЧХ і ФЧХ коефіцієнта передачі розімкнутого кільця в логарифмічному масштабі;

**Closed Loop Gain** - АЧХ і ФЧХ коефіцієнта передачі замкнутої системи;

**Phase Noise at** - спектральні щільності потужності фазового шуму окремих компонентів системи і сумарна СП (Total);

**Reference Spurs** (Leakage Spurs) - спектр дискретних побічних складових у вихідному сигналі;

**FM Response** - синтезатор на основі ІФАПЧ часто використовується в якості частотного модулятора. На рис. 19 показана структурна схема подібного синтезатора, де  $m(s)$  - сигнал, який надходить на вхід модулятора,  $\theta(s)$  - відгук на цей вплив:

$$\theta(s) = H(s) * m(s) \quad (3)$$

$$H(s) = \frac{K_v(s)}{s * (1 + G(s))} \quad (4)$$

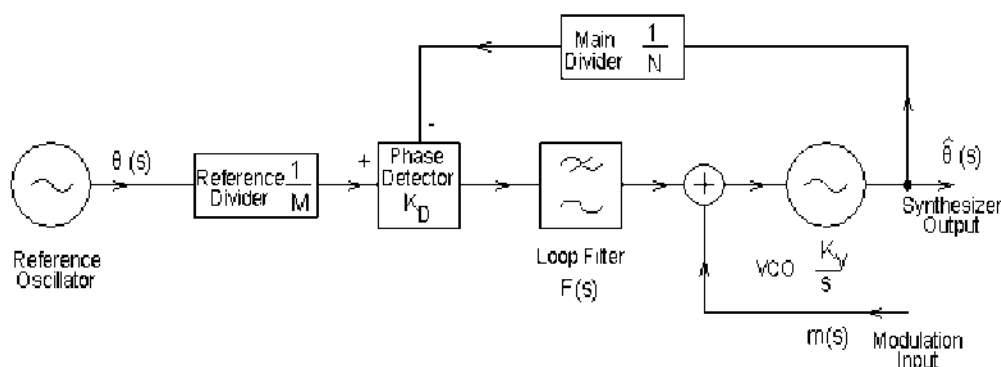


Рис. 19. Структурна схема синтезатора з функцією модуляції

На графіку **FM Response** представлені АЧХ і ФЧХ передавальної функції  $H(s)$ .

У вікні **Schematic** показана схема проєктованого синтезатора.

На сторінці відліку Report показано коротке резюме роботи синтезатора. Параметри цієї сторінки встановлюються в меню Edit / Report Options.

### **Phase Noise Table**

Вся інформація по фазового шуму зведена в таблицю. Тут представлені СП потужності фазових шумів окремих компонентів системи і сумарна характеристика **Total**. Розмір таблиці визначається частотним діапазоном, який

можна регулювати в **Edit/Report Options/Phase Noise**. Можна регулювати наявність джерел шуму за допомогою індикатора. Виберіть на головному меню - **Tools/Individual Noise Control**. Біля кожного джерело шуму з'явиться індикатор:

- вказує, що пристрій є джерелом шуму;
- вказує, що пристрій не є джерелом шуму.

### **Reference Spurious**

Рівень перших трьох паразитних дискретних складових (найбільш потужних).

### **Phase Jitter**

Паразитне відхилення фази (ПОФ) в смузі частот від  $F_1$  до  $F_2$ . Смугу частот можна змінити в **Edit/Report Options/ Phase Jitter**. Для розрахунку ПОФ використовується формула:

$$\Delta\varphi = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} L(f)df} \quad (5)$$

де –  $L(f)$  сумарна СП потужності фазового шуму Total.

### **Residual FM**

Паразитне відхилення частоти (ПОЧ) в смузі частот від  $F_1$  до  $F_2$ . Смугу частот можна змінити в **Edit/Report Options/ FM Mod**. Для розрахунку ПОЧ використовується формула:

$$\Delta f = \sqrt{\int_{F_1}^{F_2} L(f)f^2df} \quad (6)$$

### **Transient Analysis of PLL**

Параметри перехідного процесу: частота захоплення і час симуляції.

### **Frequency Locking**

Околиця синтезується частоти і час потрапляння в цю околицю.

### **Phase Locking (VCO Output Phase)**

Час, за яке фазова помилка досягає певного значення.

### **Lock Detect Threshold**

Час, за який напруга з виходу детектора контролю синхронізму перевищить деяке порогове значення. Величину порога можна задати в **Edit/Report Options/ Lock Times**.

## ***2.3. Панель службових повідомлень (Message Panel)***

У цьому вікні з'являються попереджають повідомлення про помилку, властивості якого можна змінити у вкладці View / Message Window / Properties

на головній панелі. Підказку про помилку можна отримати наступним чином: правою кнопкою миші натисніть на повідомлення і виберіть Message Help або натисніть кнопку F<sub>1</sub>.

Для першого ознайомлення з ADIsimPLL можна скористатися навчається програмою (Help / Run Tutorial), де розробляють синтезатор з наступними параметрами:

Синтезується діапазон частот від 100 МГц до 130 МГц;

Крок частотної сітки 25 кГц;

Частота аналізу  $\sqrt{F_{\max} F_{\min}} = 114$  МГц;

Частота зрізу 2.5 кГц;

Запас стійкості по фазі 45 градусів;

Струм зарядним накачування 5 мА.

Як детектор контролю синхронізму використовується Open Drain O/P.

### 3. Перехідні процеси

Розглянемо перехідні процеси. На рис. 20 показаний процес перебудови синтезатора з частоти 100 МГц на частоту 130 МГц. За цим графіком можна визначити тривалість перехідного процесу. Для точного визначення часу встановлення частоти збільште масштаб спостереження і використовуйте маркер (правою кнопкою миші на графік).

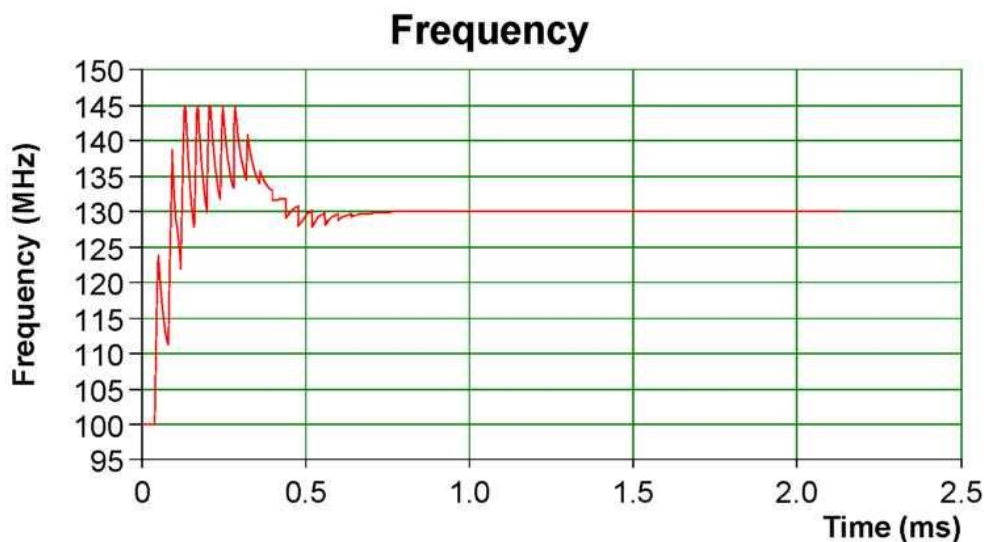


Рис. 20. Залежність вихідної частоти ПГ від часу



Визначимо час переходу в окіл де синтезується частота. Найпростіше це зробити за допомогою графіка на рис.21 | Freq Error |. Наприклад, час переходу в окіл 1 кГц складає 1.26 мс, а в окіл 10 Гц - 1.76 мс.

Ці значення також розташовуються у вікні Report (Frequency Locking).

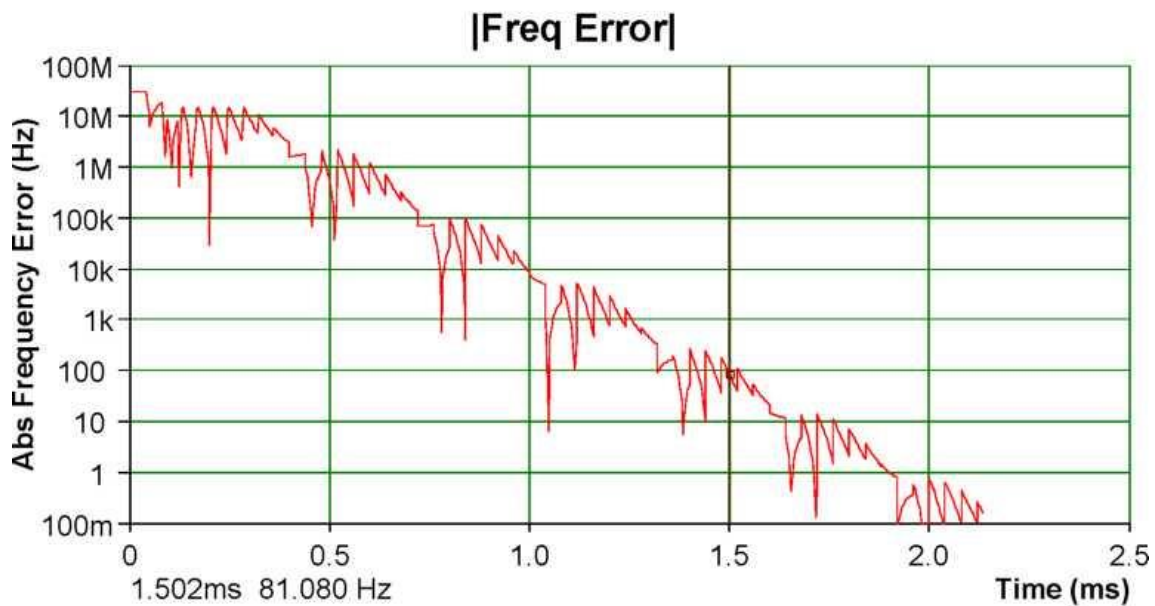


Рис. 21. Зміна абсолютної частотної помилки з часом

За графіком на рис. 22 можна визначити час, за який фазова помилка досягає певного значення. Наприклад, за час 1.25 мс різниця фаз досягає  $10^\circ$ , а за 1.53 мс -  $1^\circ$ . Ці значення наведені у вікні Report (Phase Locking).

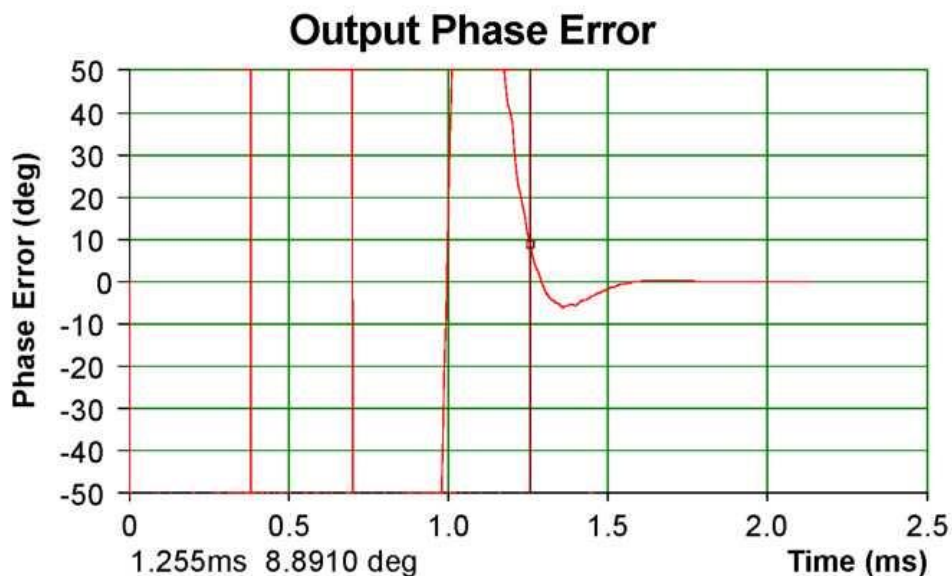


Рис. 22. Процес зміни фазового помилки в часі

Як відомо, основним завданням ЧФД є перетворення фазової помилки в керуючу напругу постійного струму. Реальний вихідний сигнал будь-якого ЧФД містить корисну складову, пропорційну різниці фаз приходять коливань, а також

високочастотні складові, які проявляються у вигляді пульсацій і підлягають фільтрації. Причиною цього є наявність надлишкового електричного струму, в основному це струм витoku ЧФД.

Значення паразитного струму вказується у вікні Chip / Phase Detector / Leakage. На рис. 23 зображений спектр побічних складових при значенні струму 5нА.

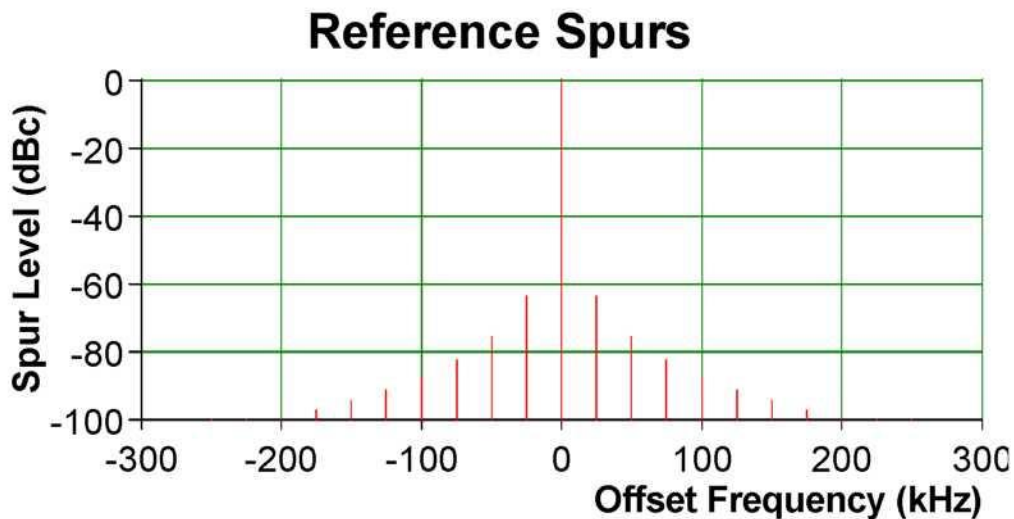


Рис. 23. Спектр паразитних складових в вихідному сигналі

Наявність паразитного струму позначається на перехідних процесах. Виставите значення струму витoku рівним нулю. Зафіксуйте діаграми | Freq Error |, Frequency, Output Phase Error. Це можна зробити наступним чином: правою кнопкою миші натисніть на графік і виберіть функцію Save Trase. Змініть значення струму витoku на 5нА. Ви повинні отримати результати, зображені на рис. 24, 25, 26, де синій маркер відповідає нульовому значенню струму, а червоний - току витoku в 5нА.

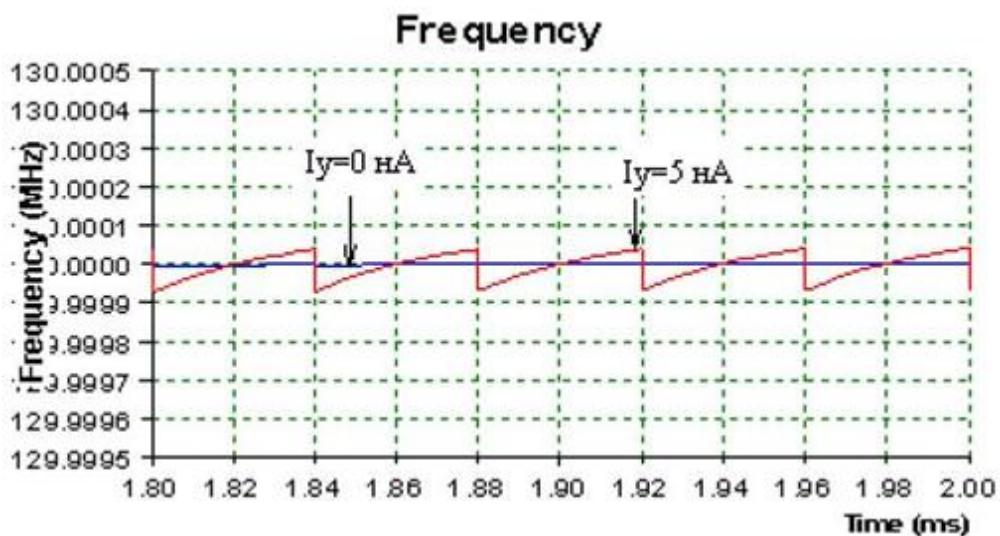


Рис 24. Залежність вихідної частоти синтезатора від часу при значеннях струму витoku 0нА та 5нА

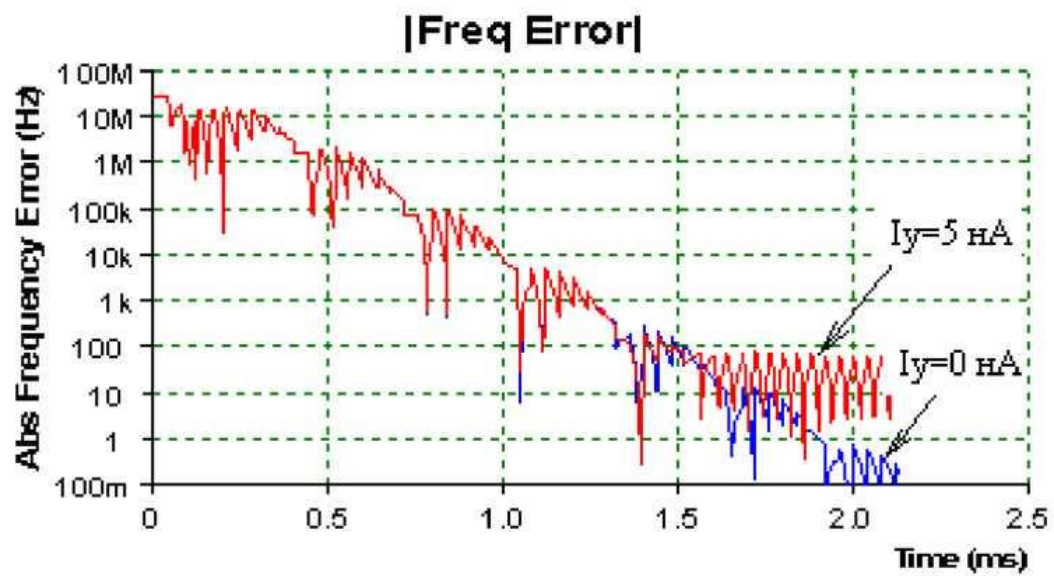


Рис. 25. Зміна абсолютної частотної помилки з часом при значеннях струму витоку 0 нА та 5 нА

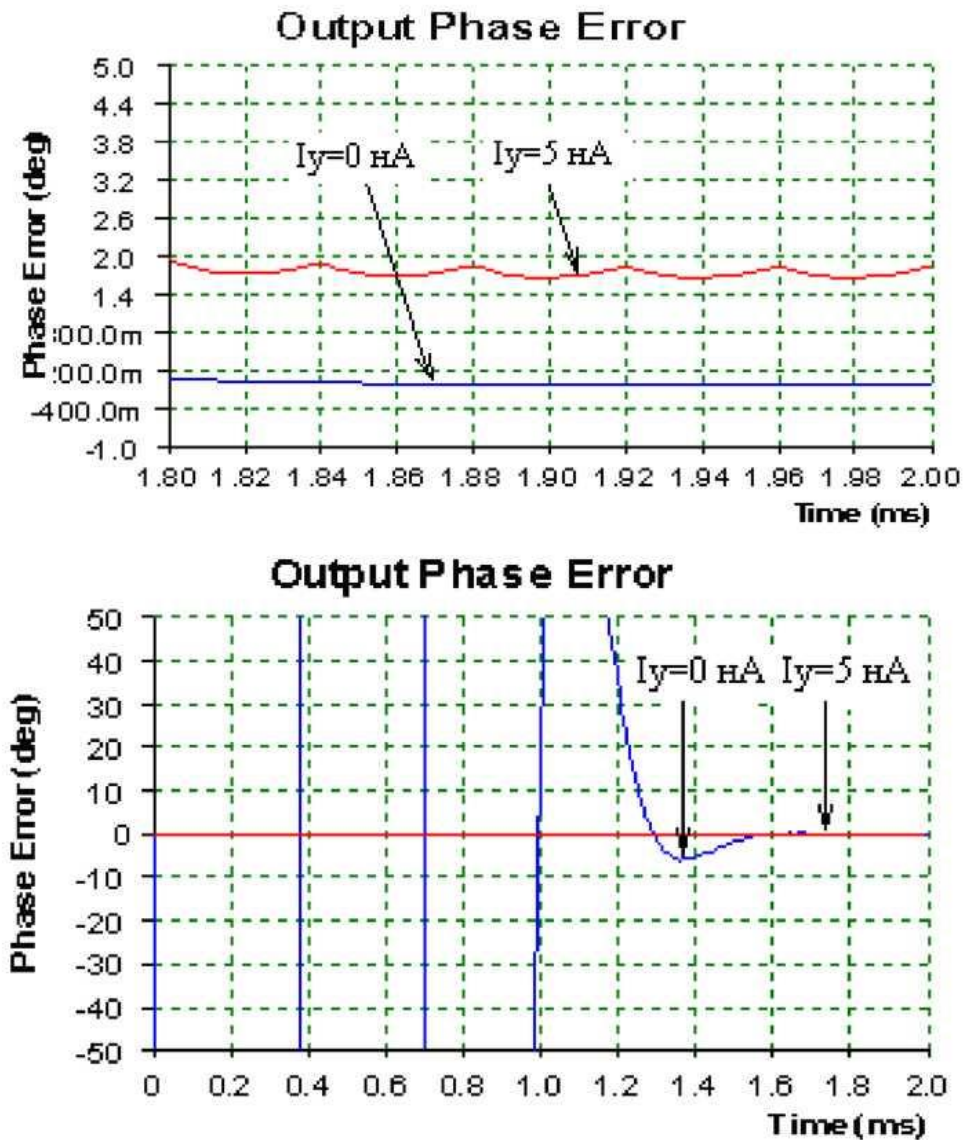


Рис. 26. Процес зміни фазової помилки в часі при значеннях струму витоку  
0 нА та 5 нА

Проведемо аналіз перехідних процесів з урахуванням режиму швидкого захоплення частоти Speedup Type на прикладі мікросхеми ADF4116. На інформаційній панелі в полі Chip / Speedup Mode виберіть режим **SW R<sub>1</sub> 2BW**. Встановіть в поле Chip / Phase Detector / CP Current ток зарядним накачування 250 мкА, при цьому струм Fast Lock  $I_{cp}$  збільшиться в 4 рази. Рис. 27 відображає роботу системи в нормальному режимі і в режимі швидкого захоплення. Видно, що процес перемикавання синтезатора з однієї частоти на іншу відбувається значно швидше.



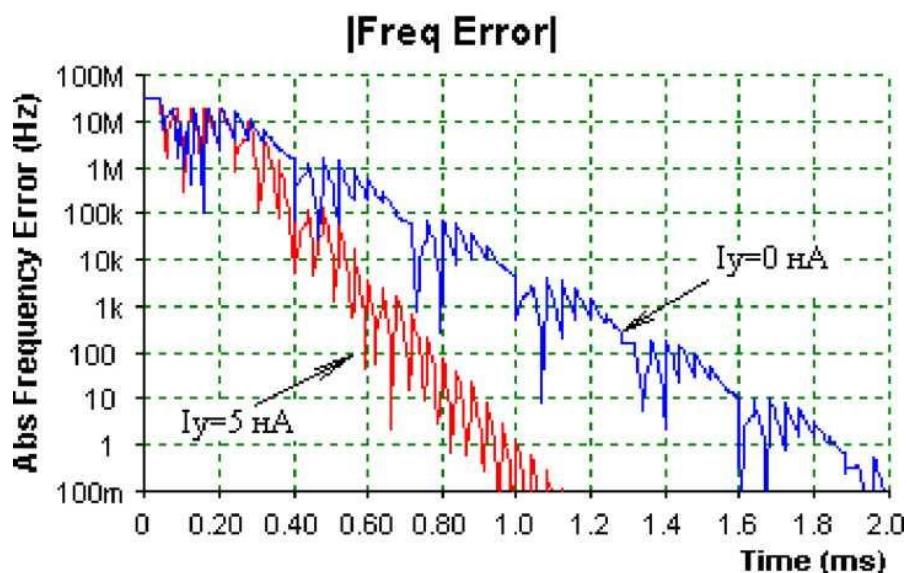


Рис. 27. Зміна абсолютної частотної помилки з часом в нормальному режимі і в режимі швидкого захоплення (при Ref Int= 63)

Встановіть в поле Chip / Speedup Mode / Timeout / Ref Intervals значення 20. Це буде відповідати тому, що при частоті ЧФД 25 кГц режим швидкого захоплення припиниться через 0.08 мс і система перейде в нормальний режим функціонування. Це показано на рис.28.

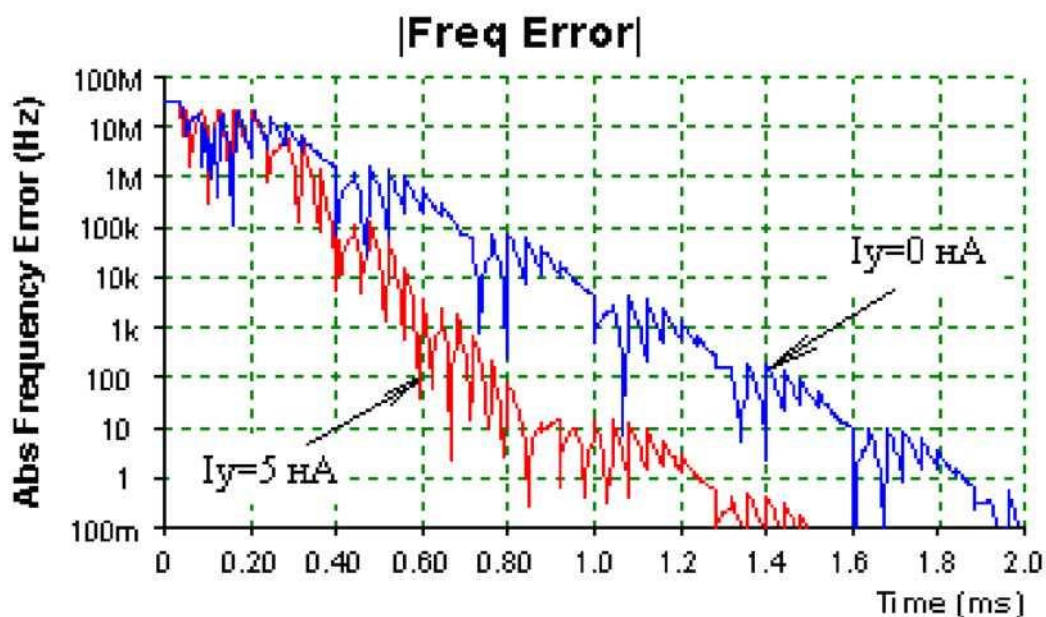


Рис. 28. Зміна абсолютної частотної помилки з часом в нормальному режимі і в режимі швидкого захоплення (при Ref Int=20)

#### 4. Створення бібліотечних файлів

Для того щоб в програму ввести інформацію, наприклад, про перебудовувати або опорному генераторі, необхідно створити свою бібліотеку

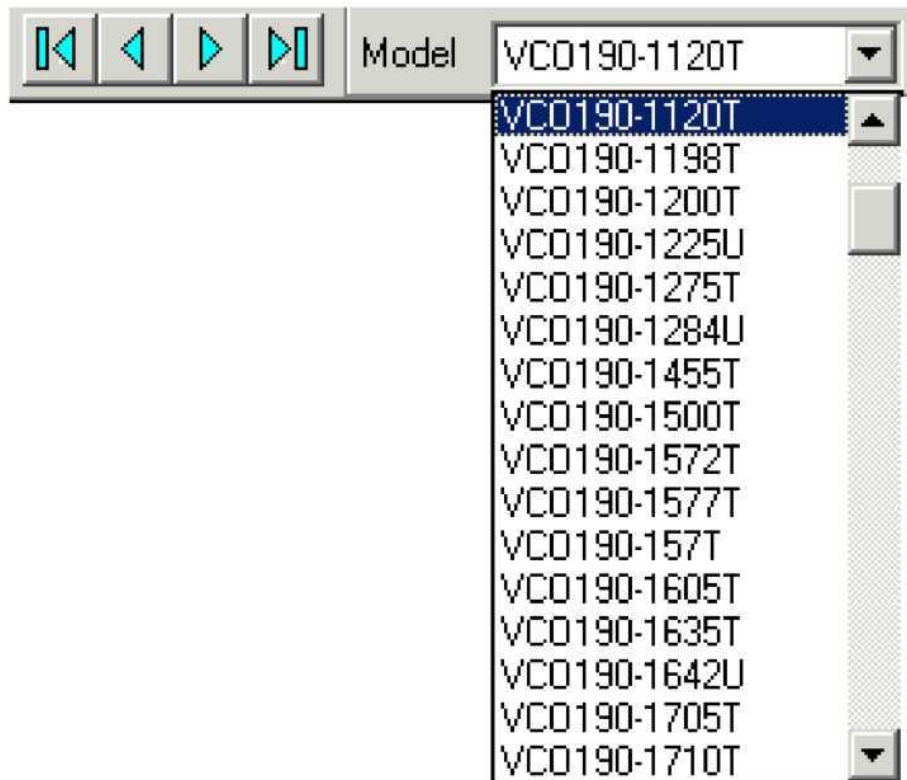
даних. Розміщення головного бібліотечного каталогу залежить від операційної системи. Для Windows 2000 / XP типове розміщення - C: / Documents and Setting / All User / Application Data / Applied Radio Labs / ADIsimPLL / lib.

У головному бібліотечному каталозі існує п'ять директорій:

Каталог	Зміст
/lib/chip	бібліотека мікросхем
/lib/VCO	бібліотека VCO
/lib/Ref	Бібліотека опорних генераторів
/lib/OpAmp	Бібліотека активних фільтрів
/lib/Prescaler	Бібліотека попередніх делітелейфільтров

Для того щоб створити бібліотеку опорних і перебудовуються генераторів, можна скористатися **Library File Editor** або працювати з текстовою програмою (докладніше в **Help/Using Libraries/File Format**). На головній панелі інструментів виберіть **Libraries/VCO Library Editor** або **Libraries/Reference Library Editor** в Залежно від того, який тип генератора хочете створити. Якщо Ви вже використовуєте генератор з бібліотеки і хочете редагувати його параметри, то скористайтесь **Libraries/Edit Current VCO** або **Libraries/Edit Current Reference**.

Управління файлом здійснюється за допомогою панелі інструментів. Всі моделі генераторів розміщені в алфавітно-цифровому порядку.



Можна створювати і видаляти моделі, використовуючи кнопки для редагування:



New - створюєте нову модель і прописуєте її назву в Edit Model Name;

Delete - видаляєте обрану модель;

Insert Copy - вставляєте нову модель, яка є копією поточної моделі, при цьому можна змінити її назву і розміщення.

Розглянемо створення бібліотечного файлу на прикладі керованого генератора.

Запустіть *VCO Library Editor*.

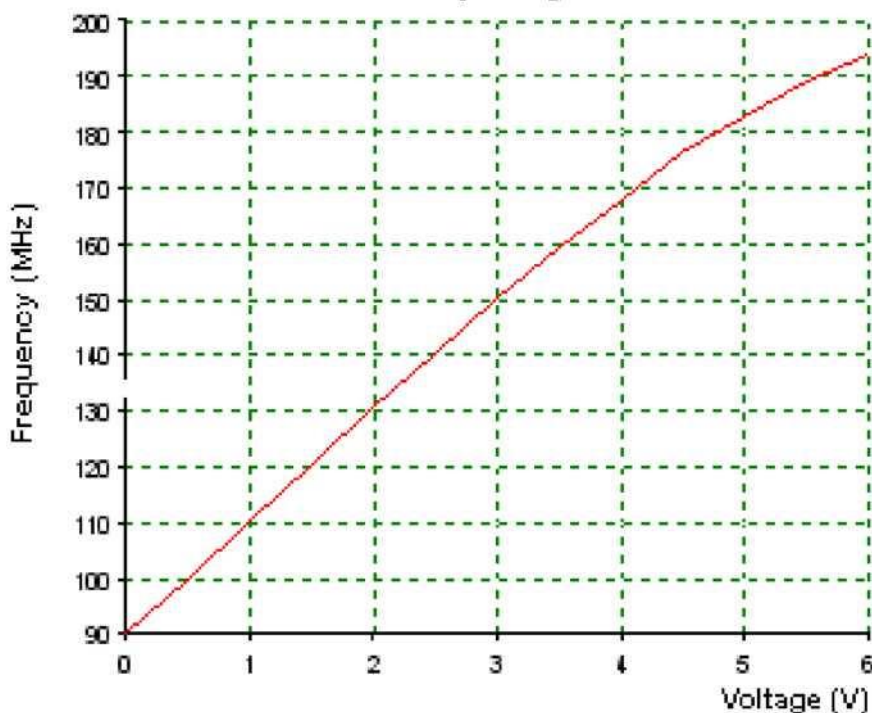
Створіть нову модель. На панелі інструментів натисніть кнопку New, введіть ім'я моделі. Перед Вами з'явиться інформаційна панель VCO. Поля, відмічені \*, повинні бути обов'язково заповнені.

VCO	model001
Manufacturer	
Type	VCO
<input type="checkbox"/> Tuning Law	Datasheet Kv
— Kv	*
— V1	*
— F1	*
— V2	*
— F2	*
Input Cap.	
<input type="checkbox"/> Phase Noise	Point / Floor
— PN Floor	*
— PN Level	*
— at frequency	*
— Flicker Corner	
Power	
Vcc	
Icc	

Рис. 29. Інформаційна панель VCO



Характеристику управління VCO можна задати двома способами. При виборі Table заповніть таблицю в полі Tuning Table. Кількість осередків можна регулювати за допомогою Tuning Table / Properties на головній панелі. У вікні Graphs буде побудована керуюча характеристика по табличних значень



*Рис. 30. керуюча характеристика VCO*

Якщо ви хочете ввести свої значення щодо СП фазового шуму, то виберіть Table і заповніть таблицю Phase Noise Table. Властивості таблиці можна змінювати в Phase Noise / Properties. У вікні Graphs буде побудована СП по табличним значенням.

Збережіть модель в директорії lib / VCO. Ви можете ввести свою назву бібліотеки або зберегти у вже створену.

## Додаток

### *Додаток 1 Синтезатор УКХ-діапазону*

У додатку наводиться приклад використання програми ADISimPLL для розробки синтезатора частот УКХ-діапазону. Розглядається спрощений варіант синтезатора з ідеалізованими елементами. Ідеалізація стосується спрощення моделей фазового шуму опорного і перебудовується за частотою генераторів. Розглянуто одна з найпростіших систем наближення даної програми.

Завдання: розробити синтезатор частоти на основі мікросхеми ADF4154 з дробовим коефіцієнтом ділення, що працює в діапазоні 85-110 МГц з кроком сітки 100 кГц. Частоту ОГ прийняти рівною 18,9 МГц. Характеристику ПГ вважати ідеальною, крутизна ПГ 16.0 МГц / В. Потужність фазового шуму

задати за рівнем білого шуму і значенням кутової частоти, використовуючи модель Лисона (Corner / Floor). Рівень побічних спектральних складових не повинен перевищувати -70 dBc. Використовуваний порядок фільтра - довільний. Рівень СПМ фазового шуму синтезованого сигналу визначаємо в діапазоні 100 Гц - 1 МГц. Порівняти спектр сигналу на виході синтезатора при токах витоку 40 нА і 0 нА.

При створенні синтезатора вибираємо необхідну мікросхему і вимога завдання кроку сітки. Задаємо діапазон частот і крок сітки. Вибираємо знаменник дробової частини дільника рівним 27. Так як режим швидкого захоплення частоти (Fast Lock) не використовуватиметься, ставимо перемикач Speedup Type в положення None. Напруга харчування залишаємо за замовчуванням. Вибираємо фільтр виду: ізодромного ланка і ФНЧ першого порядку. Задаємо необхідну крутизну ПГ і частоти ОГ. Запас стійкості по фазі і частоту зрізу системи залишаємо за замовчуванням.

У відкритому звіті змінюємо параметр Phase Noise в ОГ і ПГ з None на Corner / Floor. Інформаційна панель в розгорнутому стані представлена на рис. 31, 32.



<input type="checkbox"/> <b>System</b>	
Min Freq	85.0MHz
Max Freq	110MHz
Channel Spc.	100.0kHz
<input type="checkbox"/> PD Freq.	2.70MHz
Ref Divider	7
Ref Doubler	disabled
Modulus	27
Design Freq	96.7MHz
<input type="checkbox"/>  <b>Reference</b>	custom
Frequency	18.9MHz
<input type="checkbox"/> Phase Noise	Corner / Floor
PN Floor	-155 dBc/Hz
Corner Freq.	1.00kHz
Flicker Corner	0Hz
<input type="checkbox"/>  <b>VCO</b>	custom
<input type="checkbox"/> Tuning Law	Kv (ideal)
Kv	16.0MHz/V
f(V0)	97.5MHz
V0	2.50 V
Input Cap.	0F
<input type="checkbox"/> Phase Noise	Corner / Floor
PN Floor	-155 dBc/Hz
Corner Freq.	1.00kHz
Flicker Corner	0Hz

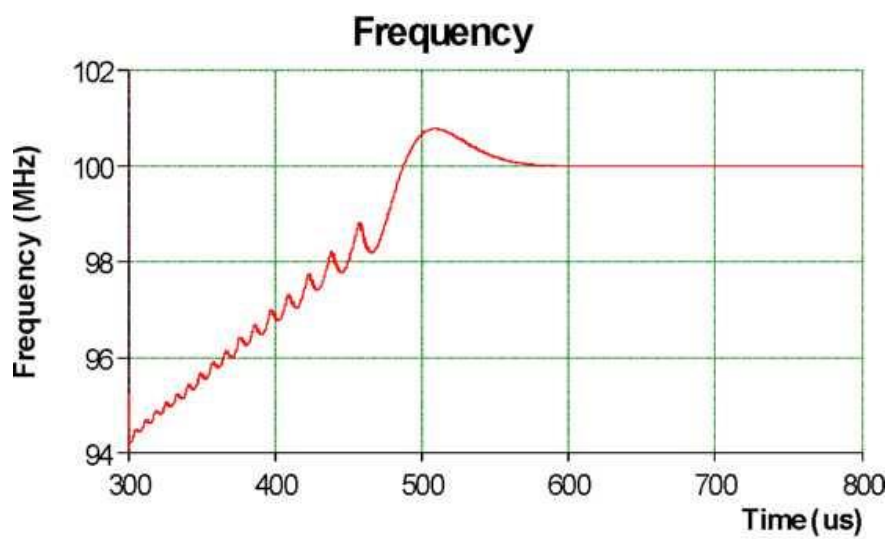
Рис. 31. Інформаційна панель синтезатора

<b>Chip</b>	ADF4154	<b>Loop Filter</b>	CPP_3C
Mode	Normal	Specify:	Phase Margin
Main Divider		Loop Bandwidth	10.0kHz
Prescaler P	4	Phase Margin	45.0 deg
Min ctgs div.	31	Zero Loc.	3.57kHz
Counter Bits	Not Used	Pole Loc.	28.0kHz
Min value	31	Last Pole	100kHz
Max Freq.	4.00GHz	C1	105nF
Max PS Out Freq	500MHz	R1	31.3
Min Freq.	0Hz	C2	1.42uF
Ref Divider		R2	63.9
Counter Bits	4	C3	47.8nF
Min value	0.500	<b>Lock Detect</b>	None
Max Freq.	250MHz	<b>FreqDomain</b>	
Min Freq.	0Hz	Min Freq	100 Hz
Phase Detector	Charge Pump	Max Freq	1.00MHz
Rset	5.10k	Pts per Decade	10
CP Current	5.00mA	Analysis at	96.7MHz
Polarity	positive	Int (N)	35
Leakage	0A	Frac (F)	22
Vp	5.00 V	<b>TimeDomain</b>	
Vmin	0V	Type	Freq Change
Vmax	5.00 V	Start Frequency	85.0MHz
Max Freq.	32.0MHz	New Frequency	100MHz
Noise Mode	Dither OFF	Stop Time	1.12ms
PN Floor	-213 dBc/Hz	Max Time Step	18.5ns
Lock Detect	None		
Speedup Mode	None		

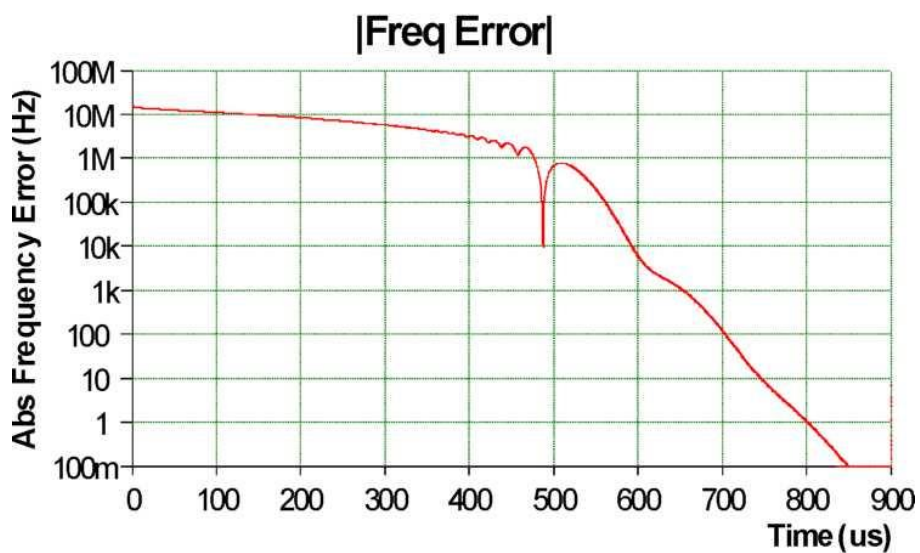
Рис. 32. Інформаційна панель синтезатора

На вкладках програми Components, FreqDomain, TimeDomain, Schematic, Report можна побачити характеристики використовуваних компонентів синтезатора, частотні залежності, перехідні характеристики, схему і звіт з чисельними характеристиками системи.

*Перехідні процеси (TimeDomain)*



*Рис. 33. Залежність вихідної частоти ПГ від часу*



*Рис. 34. Процес зміни абсолютної частотної помилки в часі*



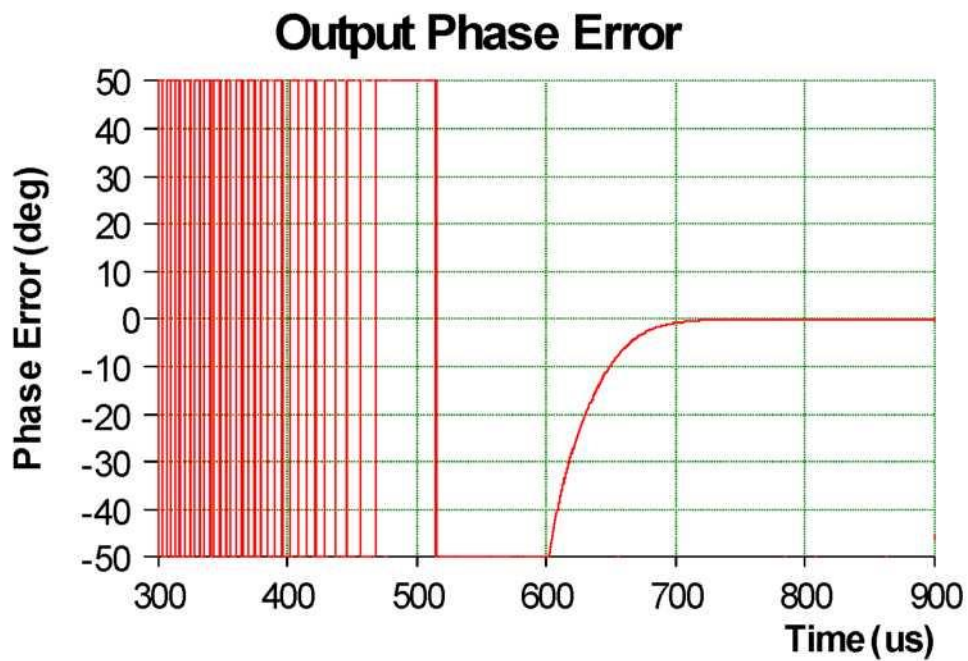


Рис. 35. Процес зміни фазового помилки в часі

#### Частотні залежності (**FreqDomain**)

СПМ фазового шуму спостерігаємо на частотах 100 Гц - 1 МГц.

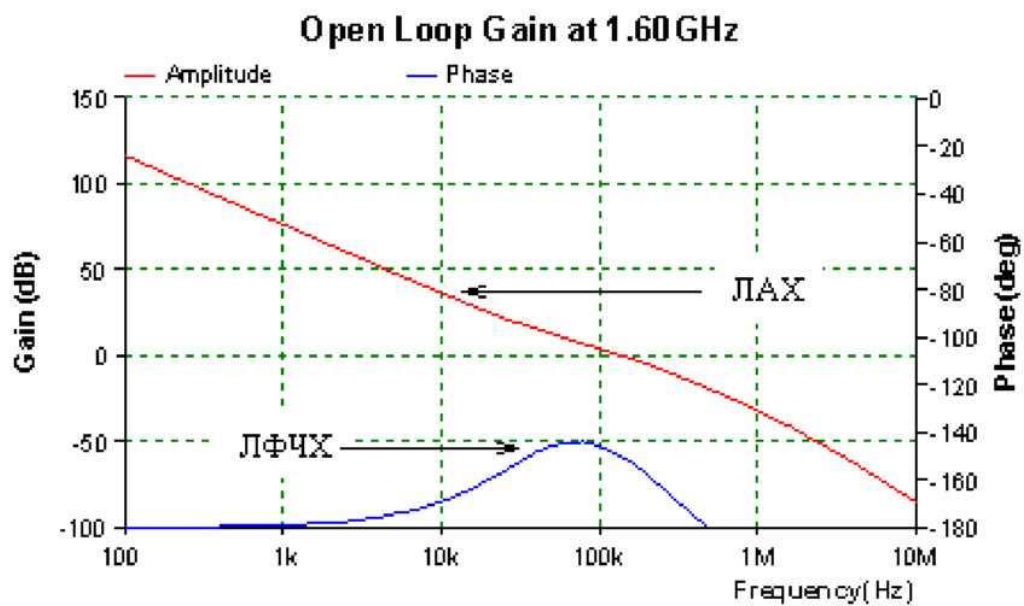


Рис. 36. Логарифмічні АЧХ і ФЧХ розімкнутого кільця ІФАПЧ

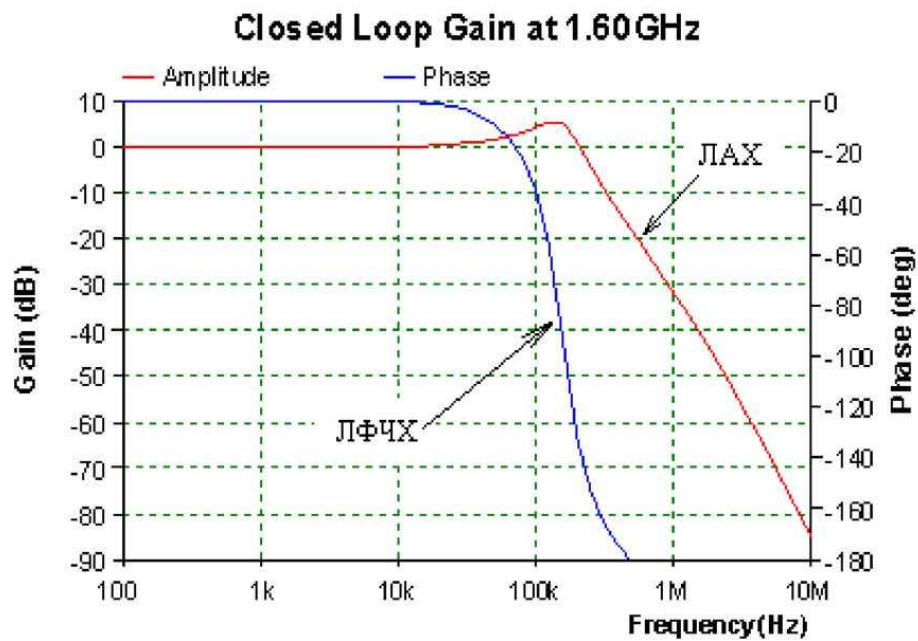


Рис. 37. Логарифмічні АЧХ і ФЧХ замкнутого кільця ІФАПЧ

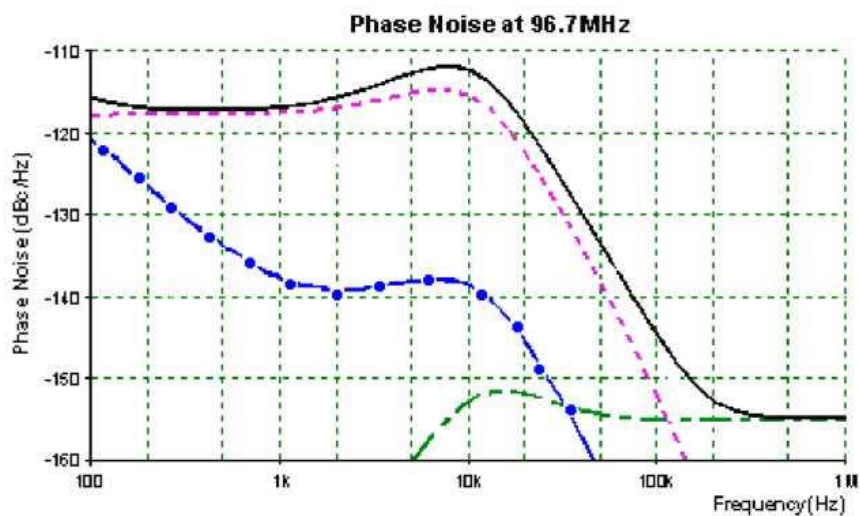


Рис. 38. Спектральна щільність потужності фазових флуктуацій сигналів ( синтезованого сигнал (—), виходу ОГ (---), виходу ПГ (---) і виходу чіпа (---)) на частоті 96,7 МГц

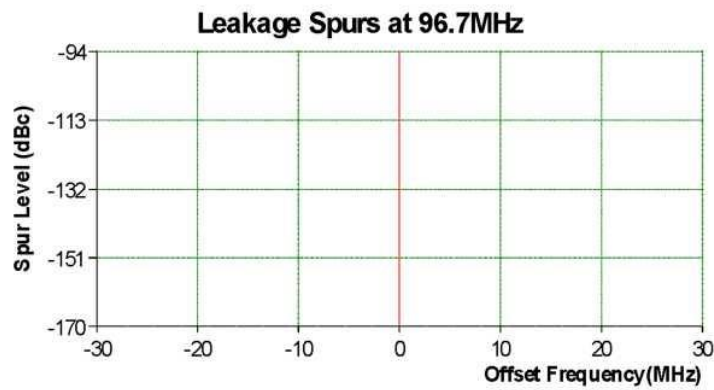


Рис. 39. Спектр сигналу на виході синтезатора при струмі витоку 0 нА

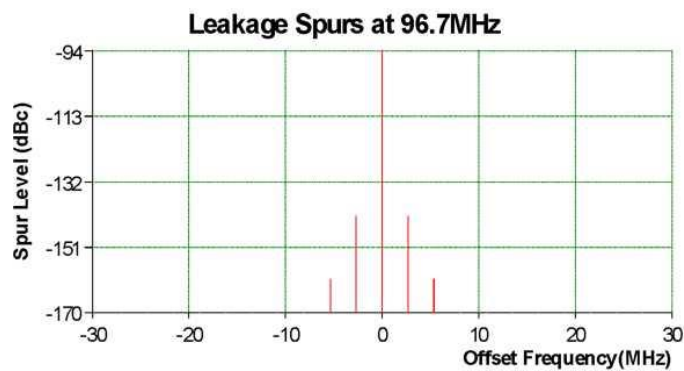


Рис. 40. Спектр сигналу на виході синтезатора при струмі витоку 40 нА

Характеристики компонентів синтезатора мають такий вигляд:

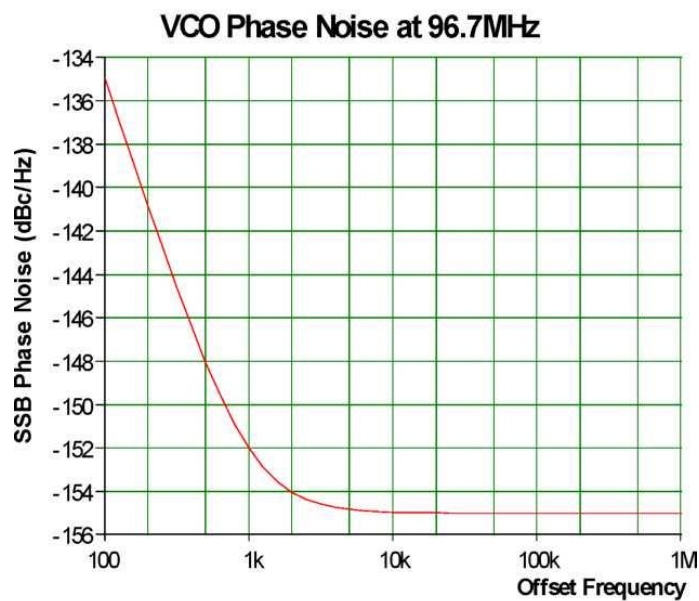


Рис. 41. Спектральна щільність потужності фазових флуктуацій сигналу з виходу ПГ на частоті 96,7 МГц



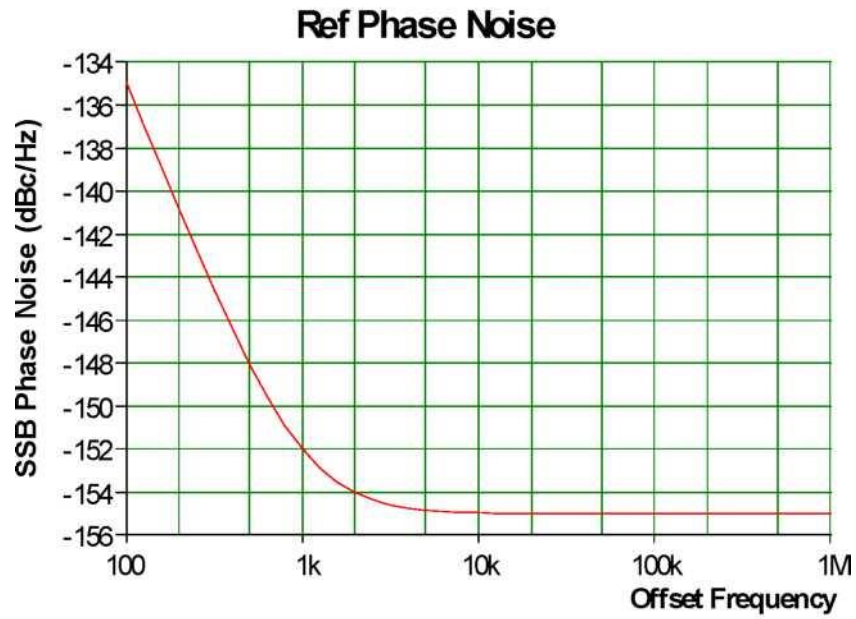


Рис. 42. Спектральна щільність потужності фазових флуктуацій сигналу з виходу ОГ на частоті 18,9 МГц

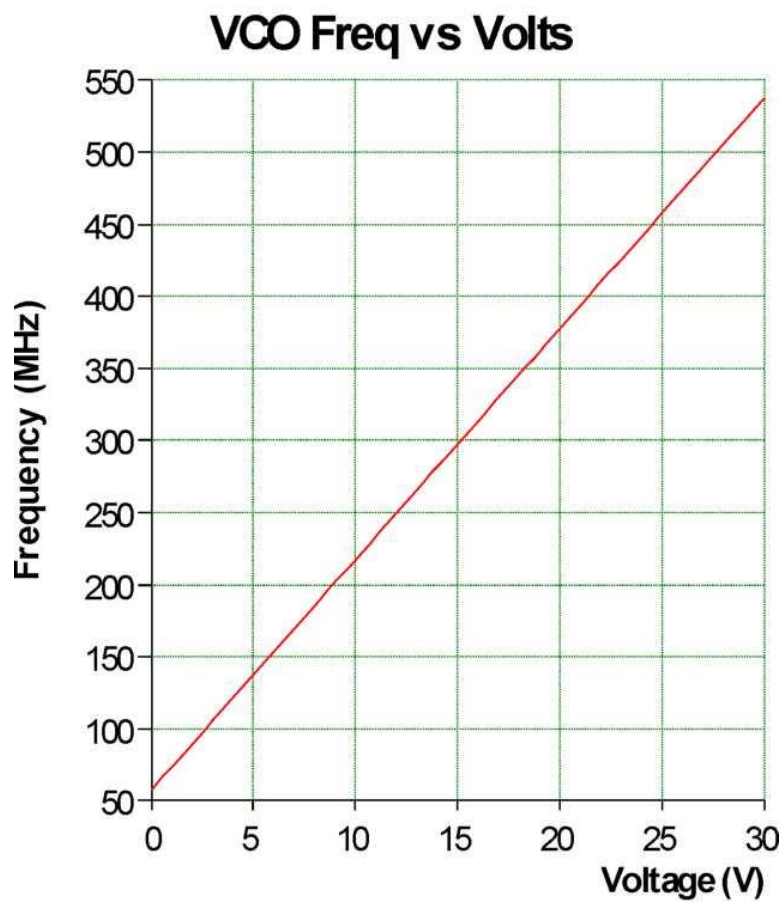


Рис. 43. Керуюча характеристика ПГ

## Додаток 2 Синтезатор приймача

У цьому додатку на відміну від попереднього д при розробці синтезатора приймача враховуються фазові шуми опорного і перебудовується за частотою генераторів. Завдання параметрів і характеристик елементів схеми виконано на основі таблиць, складених з характеристик реальних елементів.

Завдання: розробити синтезатор частот на основі мікросхеми АЕР4154 з дробовим коефіцієнтом ділення, що працює в діапазоні 1600-1700 МГц з кроком сітки 100 кГц. В якості опорного генератора використовувати модуль P0X801BE-192 з частотою 19,2 МГц. Як перебудовується за частотою генератора використовувати модуль УС0190-165ТУ. Потужність фазового шуму задати з запропонованої таблиці.

Частота	Фаз.шум, dBc/Hz
100Гц	-118.7
1кГц	-118.87
10кГц	-130.66
100кГц	-136.8
1МГц	-129.9
10МГц	-137

Рівень побічних спектральних складових не повинен перевищувати -70 dBc. Використовуваний порядок фільтра - довільний. Рівень СПМ фазового шуму синтезованого сигналу визначаємо в діапазоні 100 Гц - 10 МГц. Порівняти спектр сигналу на виході синтезатора при токах витоку 40 нА і 0 нА.

При розробці синтезатора вибираємо необхідну мікросхему і вимога завдання кроку сітки. Задаємо діапазон частот і крок сітки. Вибираємо знаменник дробової частини дільника рівним 192. Так як режим швидкого захоплення частоти (**Fast Lock**) не використовуватиметься, ставимо перемикач **Speedup Type** в додатку **None**.

Напруга харчування залишаємо за замовчуванням.

Вибираємо фільтр виду: ізодромного ланка і ФНЧ першого порядку. Запас стійкості по фазі і частоту зрізу системи залишаємо за замовчуванням.

Інформаційна панель представлена на рис. 44.

<b>System</b> Min Freq: 1.60GHz Max Freq: 1.70GHz Channel Spc.: 100.0kHz PD Freq.: 19.2MHz Modulus: 192 Design Freq: 1.6492GHz		<b>Loop Filter</b> CPP_3C Specify: Components Loop Bandwidth: 139kHz Phase Margin: 29.9 deg Zero Loc.: 37.3kHz Pole Loc.: 160kHz Last Pole: 1.94MHz C1: 56.0pF R1: 5.20k C2: 820pF R2: 2.70k C3: 27.0pF	
<b>Reference</b> FOX801BE-192 Frequency: 19.2MHz Phase Noise: Table		<b>Lock Detect</b> None	
<b>VCO</b> VCO190-1650TY Tuning Law: Table Input Cap.: 100pF Phase Noise: Table		<b>FreqDomain</b> Min Freq: 100 Hz Max Freq: 10.0MHz Pts per Decade: 10 Analysis at: 1.60GHz	
<b>Chip</b> ADF4154 Mode: Normal Main Divider: Ref Divider: Phase Detector: Charge Pump Lock Detect: None Speedup Mode: None		<b>TimeDomain</b> Type: Power On Frequency: 1.60GHz Stop Time: 45.7us Max Time Step: 1.30ns	

Рис. 44. Інформаційна панель синтезатора

На вкладках програми Components, FreqDomain, TimeDomain, Schematic, Report можна побачити характеристики використовуваних компонентів синтезатора, частотні залежності, перехідні характеристики, схему і звіт з чисельними характеристиками системи.

#### Перехідні процеси (**TimeDomain**)

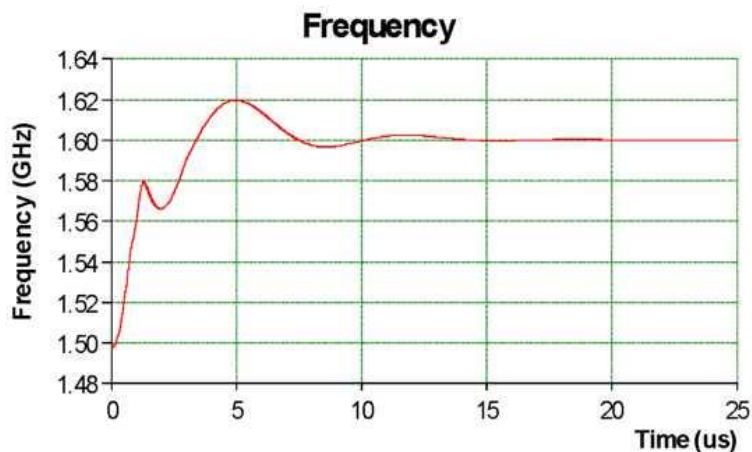


Рис. 45. Залежність вихідної частоти ПГ від часу

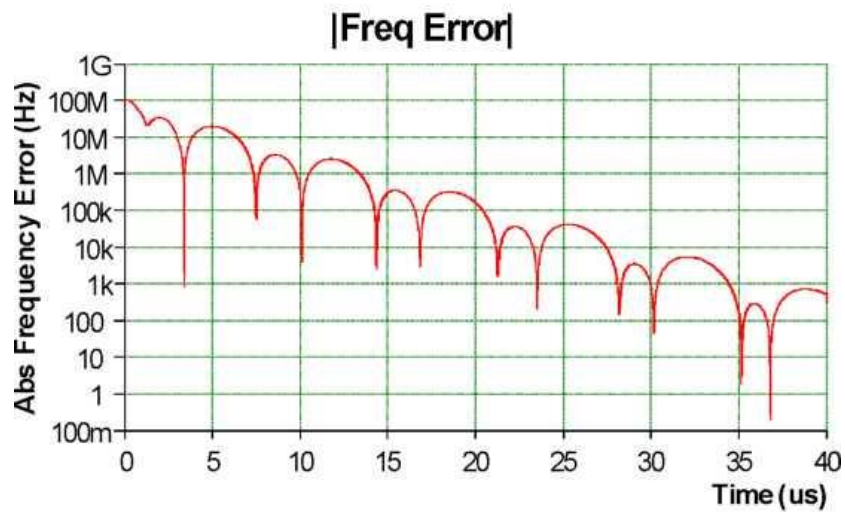


Рис. 46. Процес зміни абсолютної частотної помилки в часі

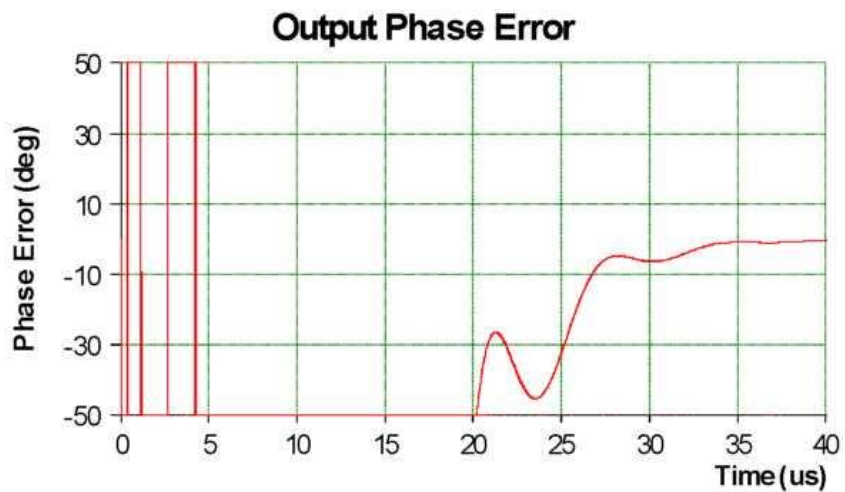


Рис. 47. Процес зміни фазового помилки в часі

Частотні залежності (**FreqDomain**)

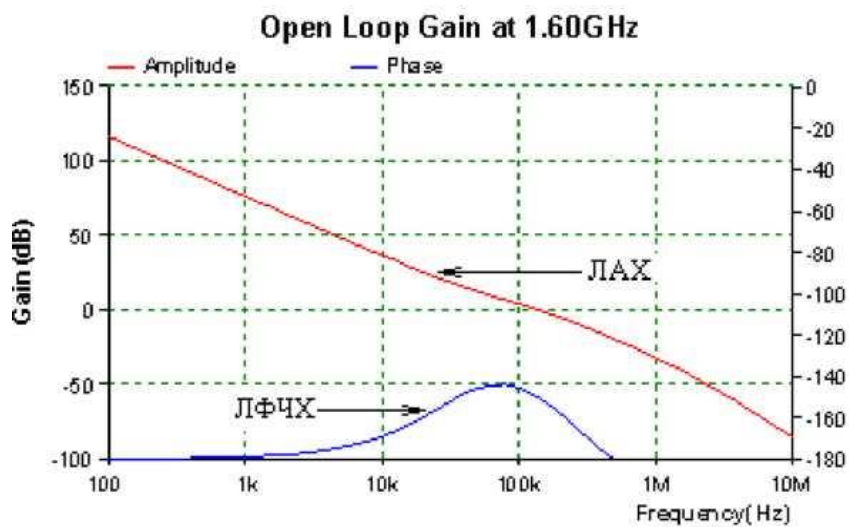


Рис. 48. ЛАХ і логарифмічна ФЧХ розімкнутого кільця ІФАПЧ

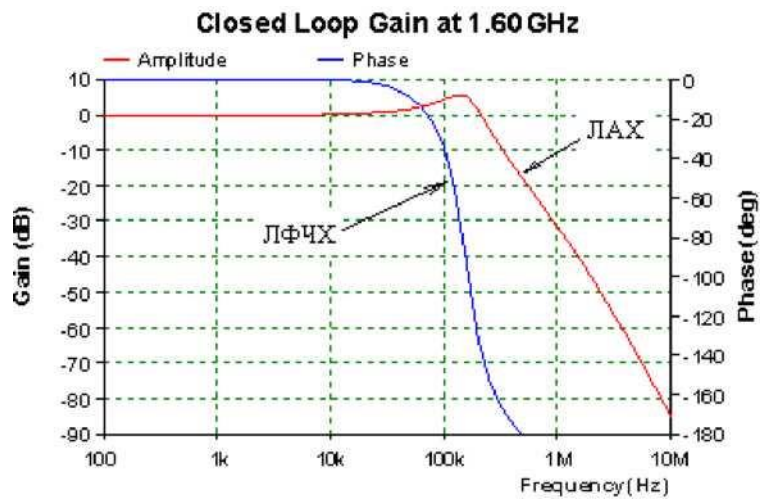


Рис. 49. Лпх і логарифмічна ФЧХ замкнутого кільця ІФАПЧ

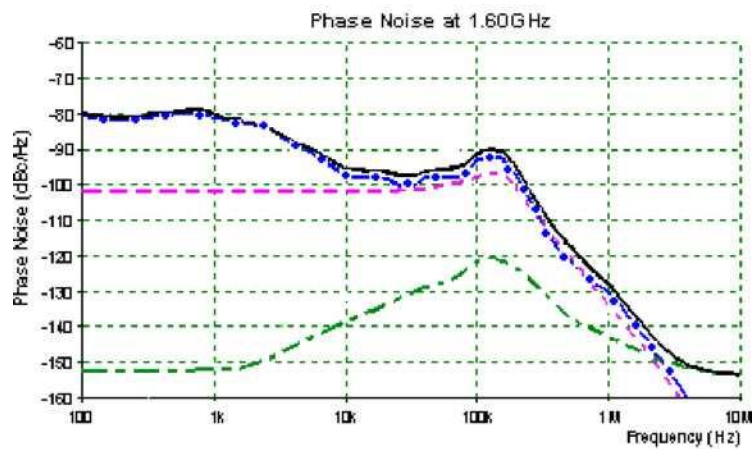


Рис. 50. Спектральна щільність потужності фазових флуктуацій сигналів (синтезованого сигналу (—), виходу ОГ (---), виходу ПГ (---) та виходу чіпу(---)) на частоті 1,6 ГГц

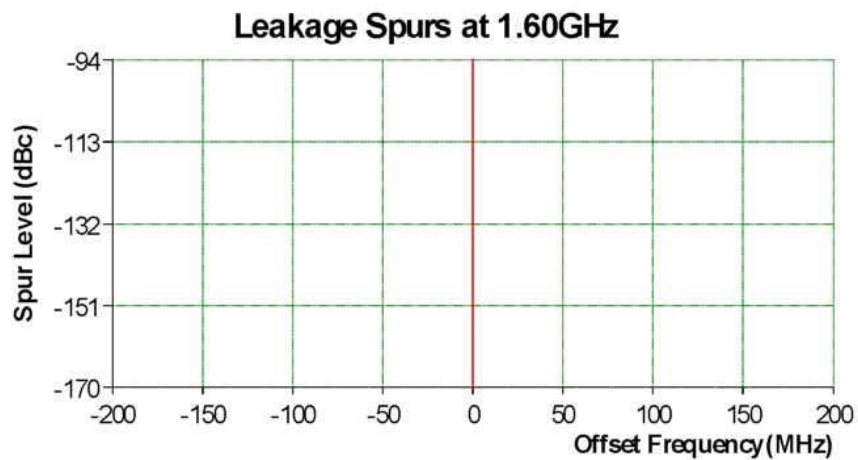


Рис. 51. Спектр сигналу на виході синтезатора при струмі витоку 0 нА



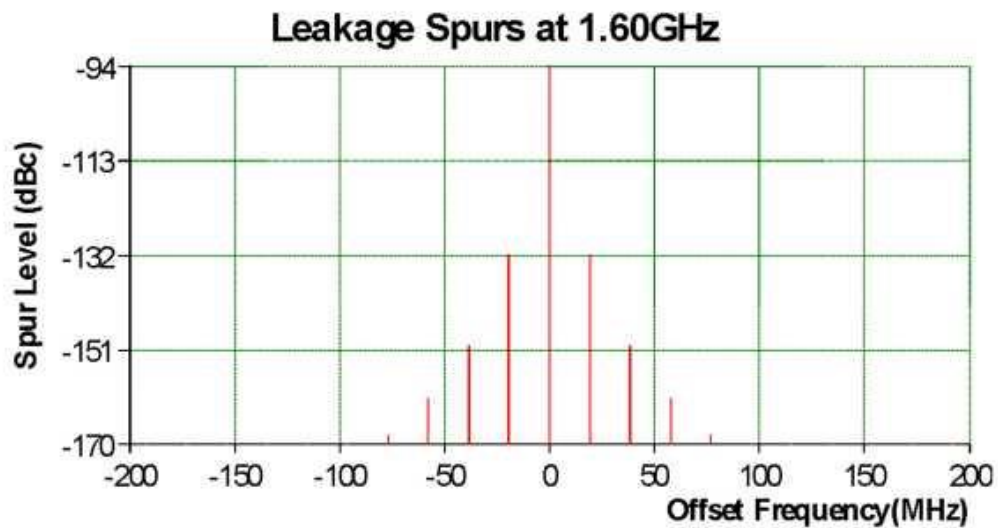


Рис. 52. Спектр сигналу на виході синтезатора при струмі витoku 40 нА

### Характеристики компонентів синтезатора

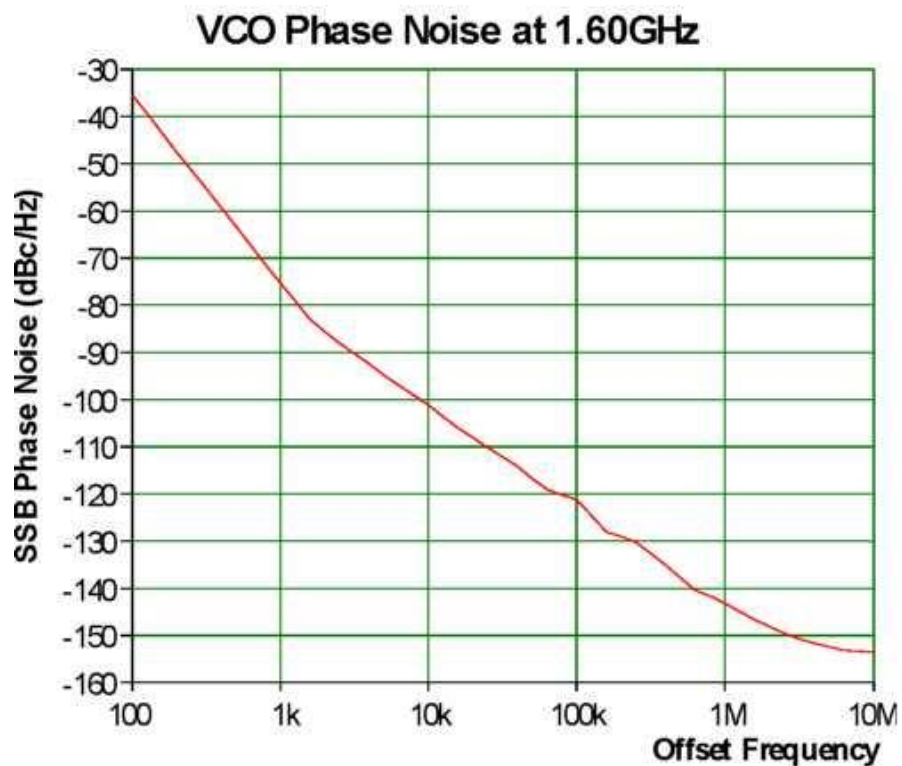


Рис. 53. Спектральна щільність потужності фазових флуктуацій сигналу з виходу ПГ на частоті 1,6 ГГц

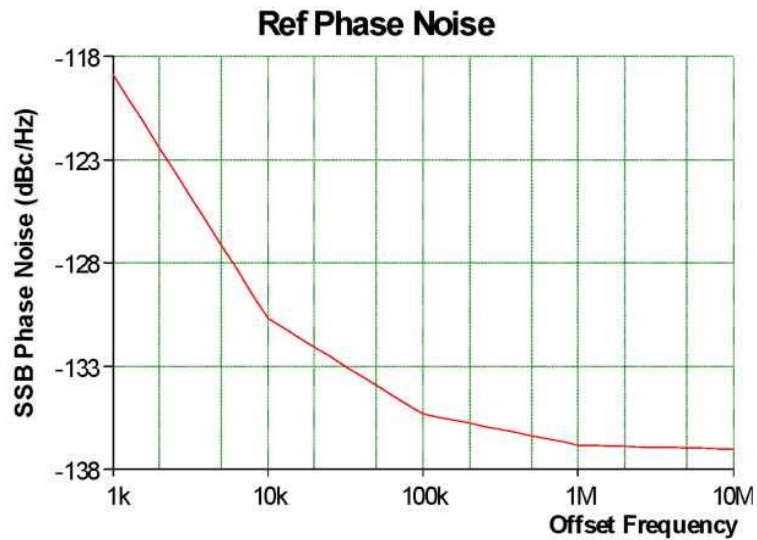


Рис. 54. Спектральна щільність потужності фазових флуктуацій сигналу з виходу ОГ на частоті 19,2 МГц

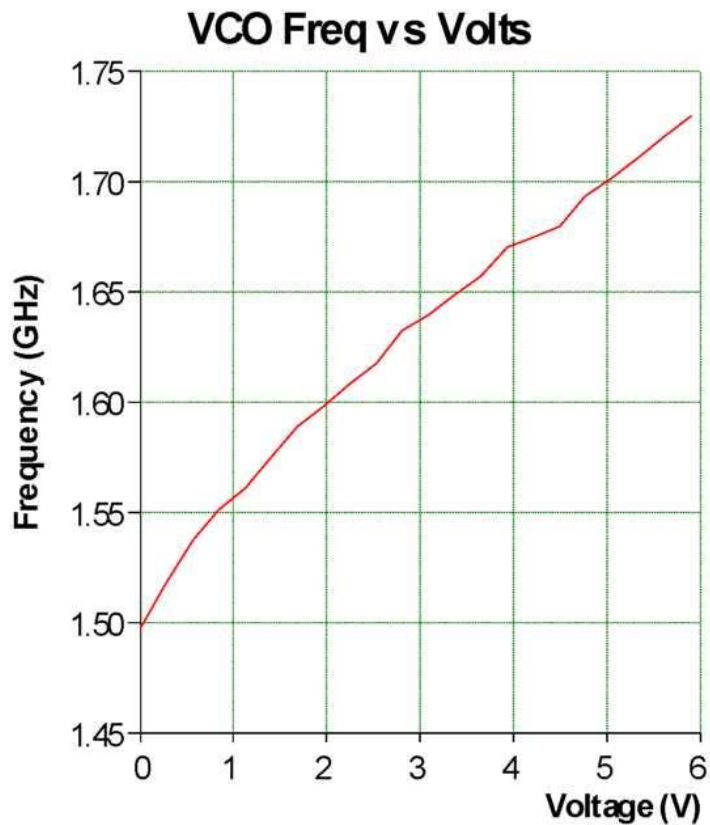


Рис. 55. характеристика управління ПГ

## Література

1. Казаков Л. Н. Розрахунок однокольцевого ІФАПЧ синтезатора частот із

- застосуванням програми ADISimPLL 3.0: метод. Вказівки / Л. Н. Казаков; Ярослав. держ. ун-т ім. П. Г. Демидова. - Ярославль: ЯрГУ, 2009. - 52 с.
2. Шапіро Д.М., Паін А.А. Основи теорії синтезу частот. - М.:, Радио и связь, 1981. 264 с.
3. Левін В.А., Малиновський В.Н., Романов С.К. Синтезатори частот з системою імпульсно-фазового автопідстроювання. - М.: Радио и связь, 1989, 232 с
4. Манасевич В. Синтезатори частот (теорія і проектування). Пер з англ. під. ред. А.С. Галина. - М.: Связь, 1979. 384 с.
5. Рижков А.В., Попов В.М. Синтезатори частот в техніці радіозв'язку. — М.: Радио и связь, 1991. 264 с.



## Практичне заняття №8 Розрахунок високочастотного лампового підсилювача потужності радіопередавального пристрою системи радіозв'язку.

**Мета заняття:** оволодіти методикою розрахунку лампових високочастотних генераторів

### Література:

1. Проектирование радиопередающих устройств; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь., 2003, 2000, 1993, 1993гг.
2. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ; Под ред. Г.М.Уткина. – М.: Сов. радио. 1979.
3. Шумилин М. С., Головин О. В. Радиопередающие устройства. Учебник для техникумов. — М.: Высшая школа, 1981. — 293 с.
4. Лапицкий Е, Г. и др. Расчет диапазонных радиопередатчиков. – Л.: Энергия. 1974.
5. Минаев М.И. Радиопередающие устройства СВЧ. Минск: Высшая школа, 1978.
6. Окунь Е.Л. Радиопередающие устройства. – М: Советское радио, 1973.
7. Бетин Б.Г. Радиопередающие устройства. – М: Высшая школа, 1972.
8. Пахлавян А.Н. Радиопередающие устройства. – М: Связь, 1974.
9. Линде Д.П. Радиопередающие устройства. – М: Энергия. 1974.
10. Булычев А. Л. Справочник по электровакуумным приборам. – Минск: Изд-во «Беларусь», 1982.

### 1. Вихідні дані для розрахунку

Відповідно до варіанту завдання з використанням ВАХ заданого активного пристрою виконати розрахунок нижченаведених параметрів підсилювача (генератора із зовнішнім збудженням):

- 1) крутизни лінії граничного режиму;
- 2) крутизни прохідної анодно-сіткової характеристики лампи
- 3) коефіцієнту використання анодної напруги
- 4) амплітуди напруги на анодному контурі
- 5) залишкової амплітуди напруги на анодному контурі
- 6) амплітуди імпульсу анодного струму
- 7) амплітуди першої гармоніки анодного струму
- 8) постійну складову анодного струму
- 9) потужність, що споживається джерелом живлення анодного контуру

- 10) потужність, що розсіюється анодом лампи
- 11) коефіцієнт корисної дії
- 12) Опір навантаженого анодного контуру, який необхідний для реалізації критичного (граничного) режиму роботи підсилювача;
- 13) необхідну вхідну напругу збудження;
- 14) напругу зміщення сітки;
- 15) максимальну напругу на сітці;
- 16) амплітуду (висоту) імпульсу сіткового струму;
- 17) кут відсічки сіткового струму та його косинус;
- 18) амплітуду першої гармоніки сіткового струму;
- 19) постійну складову імпульсу сіткового струму;
- 20) необхідну вхідну потужність збудження підсилювача;
- 21) потужність постійного струму, що втрачається в ланцюзі зміщення;
- 22) потужність ВЧ сигналу, що розсіюється керуючою сіткою
- 23) вхідний опір по 1-й гармоніці сигналу;
- 24) коефіцієнт підсилення генераторної лампи за потужністю.

## **2 .Завдання**

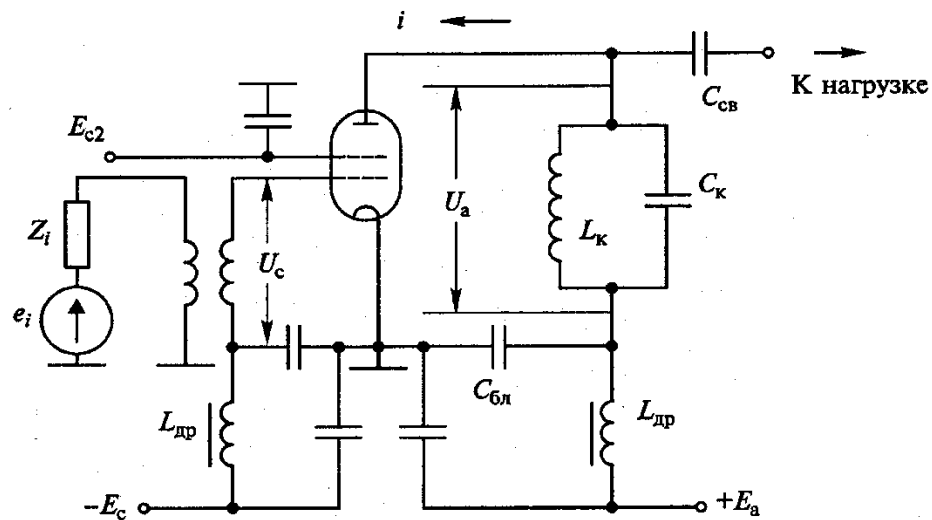
1. Побудувати на ВАХ активного пристрою динамічну характеристику підсилювача.
2. За допомогою ВАХ побудувати часову форму імпульсу анодного струму, а також часову форму вхідної та вихідної напруг підсилювача.
3. Розрахувати параметри резонансної системи (індуктивність, ємність, смугу пропускання контуру) анодного ланцюга для заданої робочої частоти підсилювача (першої гармоніки анодного струму).
4. Розрахувати номінали дроселів та блокувальних конденсаторів ланцюгів живлення передавача.
5. У випадку, коли задана вихідна потужність передавача перевищує максимальну потужність, що генерується лампою, передбачити використання ланцюгів складання потужностей окремих підсилювачів.
6. Зобразити на форматі А3 або А4 принципову електричну схему підсилювача потужності із вказанням назв всіх елементів та їх номіналів.

### **Примітка:**

Для навчальних груп ТЗ на відміну від гр. ТІ практичне заняття №8 є ще 1-ою частиною розрахунково-графічної роботи (домашньої контрольної роботи), тому оцінюється двічі: викладачем, що проводить практичне заняття – як практичне заняття, викладачем що читає лекції – як відповідна частина розрахунково-графічної роботи.

### 3. Типова електрична схема лампового з зовнішнім збудженням (ГЗЗ)

Типова схема лампового ГЗЗ (рис. 1) містить: електровакуумний прилад - тетрод; вихідний електричний ланцюг - паралельний коливальний контур; вхідний електричний ланцюг - височастотний трансформатор; ланцюг живлення анода, екранної та керуючої сіток.



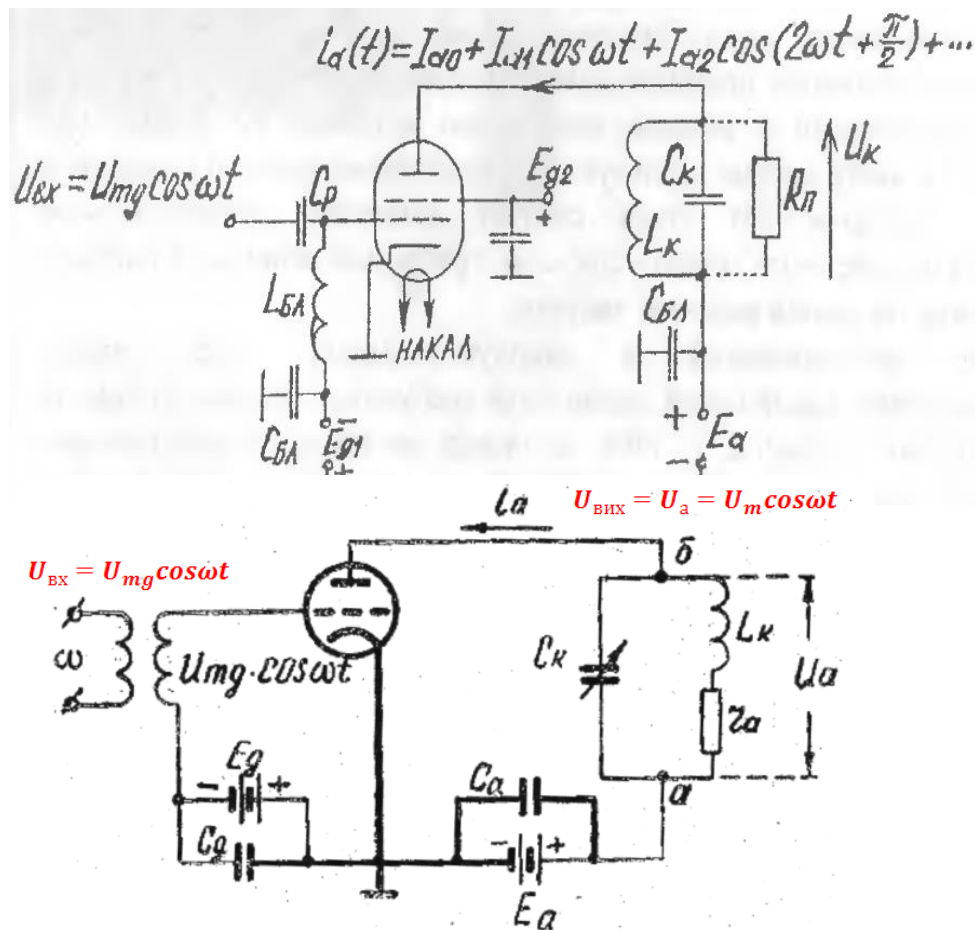


Рис. 1. Типова схема лампового ГЗЗ

АЧХ контура, в анодному ланцюгу, має вигляд

$$\frac{U(x)}{U_{рез}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 x^2}}, \quad (1)$$

де  $U_{рез}$  - напруга при резонансній частоті  $f_{рез}$ ,  $Q_{ХХ}$  - добротність контура;  
 $x = (f - f_{рез}) / f_{рез}$  - відносне розлаштування,

$$f_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}, \quad (2)$$

де  $L_k$ ,  $C_k$  - індуктивність і ємність контура.

Графіки функції (3.1) при  $Q = 30$  і  $Q = 100$  наведені на рис.2. Крім узгодження з навантаженням паралельний контур виконує функцію фільтру, так як при  $Q \gg 1$  при невеликому відхиленні частоти сигналу  $f$  від резонансної частоти  $f_{рез}$  напруга на ньому різко падає. При  $Q \gg 1$  смуга пропускання контура:

$$\Delta f_{пр} = f_{рез} / Q. \quad (3)$$

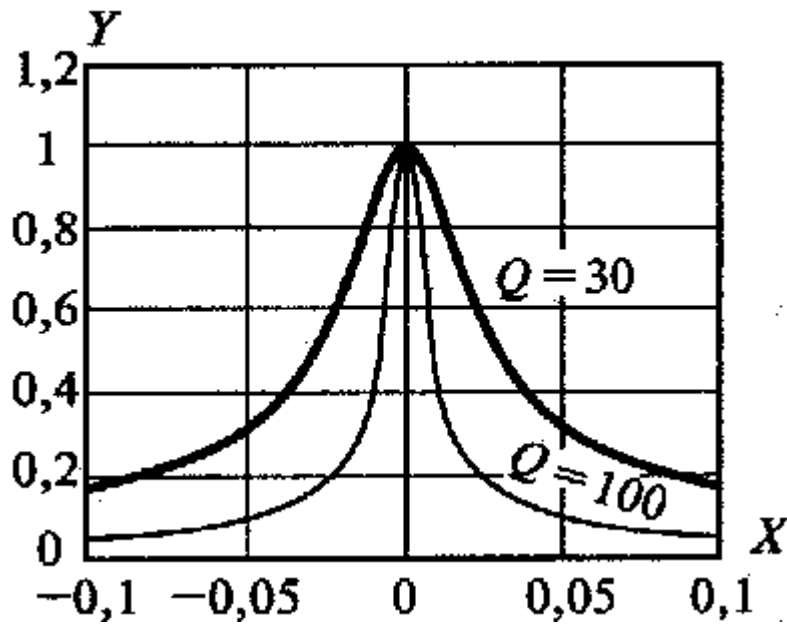


Рис.2. АЧХ паралельного коливального контуру

Завдяки високій добротності контуру, напруга на виході генератора є синусоїдальним сигналом. Напруга на вході лампи складається з ВЧ сигналу джерела збудження  $u_c$  і постійної напруги зміщення  $E_c$ :

$$e_c = E_c + u_c = E_c + U_{cm} \cos \omega t ,$$

де  $U_{cm}$  - амплітуда ВЧ сигналу.

Напруга на виході лампи, що знімається з електродів анод-катод, складається з постійної напруги  $E_a$ , і високочастотної напруги  $u_a$  на анодному контурі, резонансна частота якого  $f_{рез} = f$  - дорівнює частоті вхідного сигналу. Оскільки лампа повертає фазу сигналу на  $180^\circ$ , то перед  $u_a$  слід поставити знак «—»:

$$e_a = E_a - u_a = E_a - U_{am} \cos \omega t , \quad (4)$$

де  $U_{am}$  - амплітуда ВЧ сигналу на анодному контурі.

Для зв'язку з навантаженням (рис.1) служить ємність  $C_{св}$ , яка не пропускає на вихід генератора постійну напругу. Для захисту від проникнення ВЧ сигналу в ланцюзі живлення включені дроселі  $L_{др}$ . Тій же меті служать блокувальні конденсатори  $C_{бл}$ , які замикають ВЧ сигнал на землю.

### 3.2. Статичні характеристики тріода і тетрода і їх апроксимація

Лампа в схемі ГЗЗ призначена для підсилення потужності вхідного сигналу. Для визначення параметрів ГЗЗ необхідно знайти анодний струм лампи. Дане завдання може бути вирішена за допомогою статичних характеристик електровакуумного приладу, які діляться на три основних види: *анодно-сіткові* -  $i_a = \Phi_1(e_c)$  при різних значеннях  $E_a$  і  $E_{c2}$  (рис.3.3, а); *анодні* -  $i_a = \Phi_2(e_a)$  при різних значеннях  $E_c$  і  $E_{c2}$  (рис.3, б); *сіткові* -  $i_c = \Phi_3(e_c)$  при різних значеннях  $E_a$  і  $E_{c2}$  (рис.3, а).

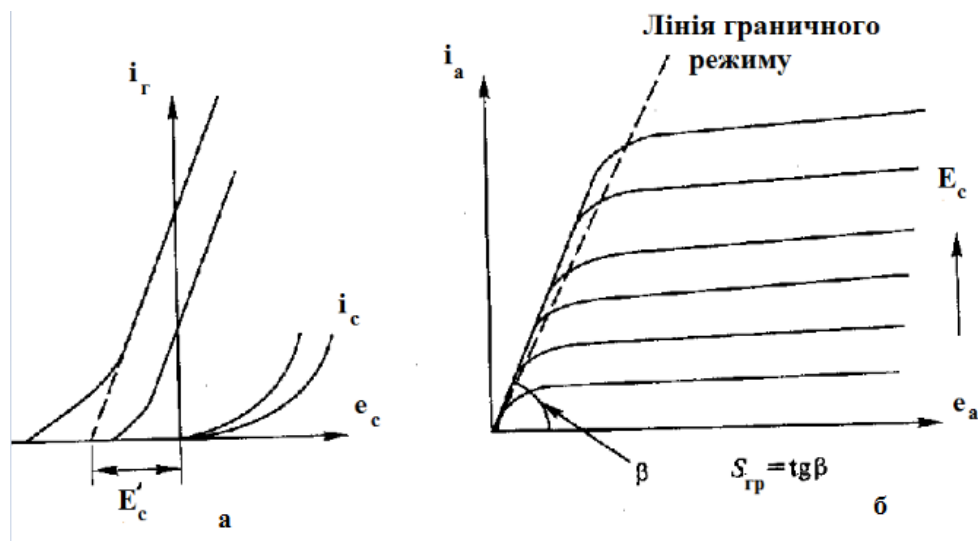


Рис.3. Статичні характеристики лампи

Ці характеристики називаються статичними, тому що вони знімаються при постійних напругах на електродах без ВЧ сигналу.

При розрахунку ГЗЗ проводиться полігональна апроксимація цих характеристик відрізками прямих (рис. 4).

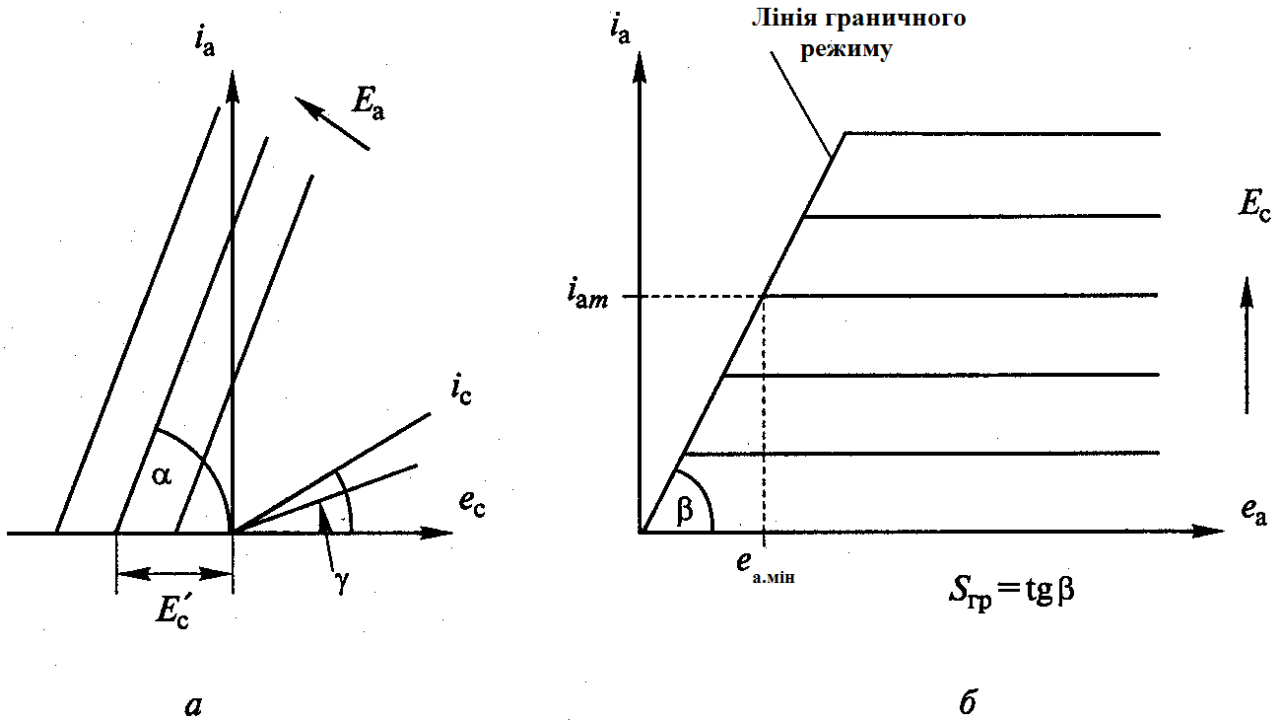


Рис. 4. Полігональна апроксимація статичних характеристик

Згідно рис. 4, а для анодного струму при  $e_a = \text{const}$

$$i_a = 0 \text{ при } e_c < E'_c; \quad i_a = S(|E'_c| + e_c) \text{ при } e_c \geq E'_c, \quad (6)$$

де  $E'_c$  - напруга відсічки;  $S = \text{tg} \alpha$  - крутизна анодно-сіткової характеристики лампи (скорочено - крутизна), вимірюється в мА/В.

Чим більше анодна напруга  $E_a$  тим лівіше розташовується характеристика  $i_a = \Phi_1(e_c)$ . Для анодного струму (рис.4,б) при  $e_c = \text{const}$  маємо:

$$i_a = S_{gp} e_a \text{ при } e_a \leq e_{a.\text{мін}}; \quad i_a = i_{am} \text{ при } e_a > e_{a.\text{мін}} \quad (7)$$

де  $S_{gp} = \text{tg} \beta$  - крутизна лінії граничного режиму, проведена через точки різкого спаду анодного струму (рис.3,б), мА/В;  $e_{a.\text{мін}}$  - напруга, при якій відбувається злам анодної характеристики; значення  $e_{a.\text{мін}}$  залежить від рівня напруги на сітці  $e_c$ .

Згідно рис.3.4,а для сіткового струму при  $e_a = \text{const}$  запишемо:

$$i_c = S_c \cdot e_c \text{ при } e_c \geq 0; \quad i_c = 0 \text{ при } e_c < 0, \quad (8)$$

де  $S_c = \text{tg} \gamma$  - крутизна сіткової характеристики лампи, мА/В.

### 3.3. Визначення струмів і напруг в ламповому ГЗЗ

Визначимо анодний і сітковий струми в лампі графічним методом по апроксимованим характеристикам (рис.5). При виконанні побудов взято до уваги, що анодний струм  $i_a(t)$  протікає тільки при миттєвому значенні напруги на керуючій сітці  $e_c(t) > E'_c$  а сітковий  $i_c(t)$  - при  $e_c(t) > 0$ . При інших значеннях напруги  $e_c(t)$  ці струми рівні нулю. В результаті анодний і сітковий струми набувають форму імпульсів косинусоїдальної форми.

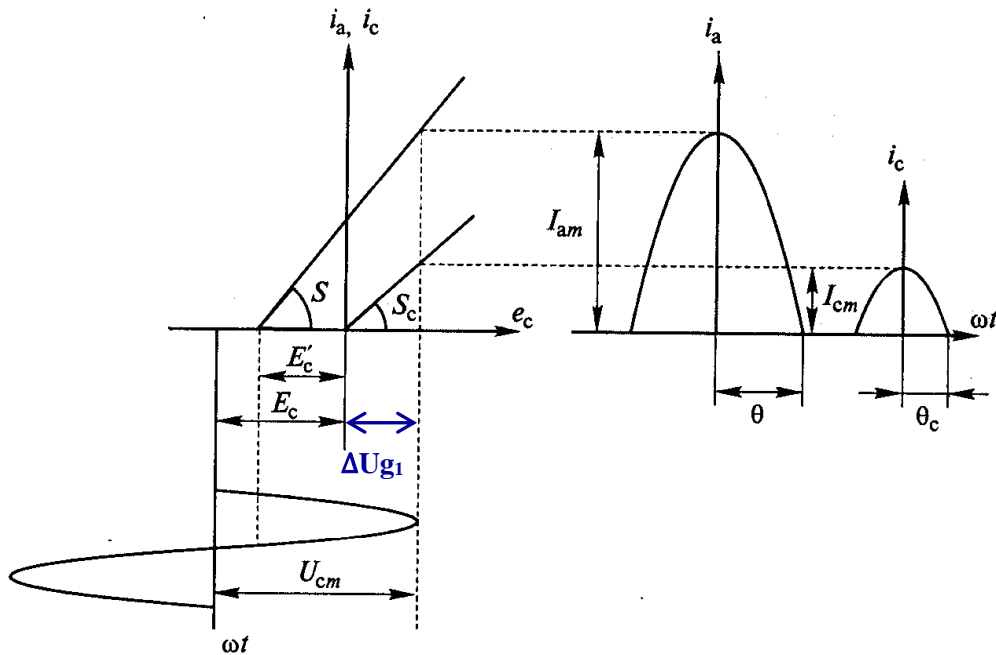


Рис..5 Графічний метод розрахунку анодного струму

Ці імпульси характеризуються амплітудою і тривалістю біля основи, половина якої називається **кутом відсічки**. Імпульси анодного струму мають амплітуду  $I_{am}$  і кут відсічення  $\theta$ , імпульси сіткового струму -  $I_{cm}$ ,  $\theta_c$ . Такі імпульси періодично повторюються через  $\omega t = 2\pi$ . Таким чином, в анодному ланцюзі лампи протікає струм  $i_a(t)$  імпульсної форми (рис.3.6, а), а в сітковій - струм  $i_c(t)$  (рис.3.6, б).



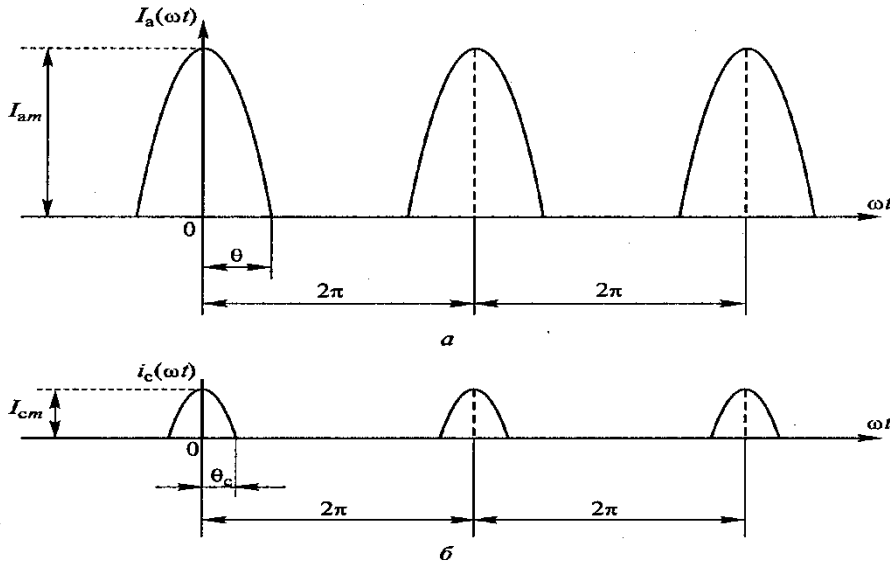


Рис.6. Імпульсні струми в анодному і сітковому ланцюзі лампового ГЗЗ

Проведемо вісь ординат посередині першого косинусоїдального імпульсу. Тоді згідно рис.3.6.а, для анодного струму при  $-\pi \leq \omega t \leq \pi$  запишемо:

$$i_a(\omega t) = SU_{cm}(\cos \omega t - \cos \theta) \text{ при } |\omega t| \leq \theta; \quad i_a(\omega t) = 0 \text{ при } \theta < |\omega t| \leq \pi, \quad (9)$$

де  $S$  - крутизна анодно-сіткової характеристики;  $U_{cm}$  - амплітуда вхідного сигналу.

З (3.9) при  $\omega t = 0$  отримаємо для амплітуди анодного струму

$$I_{am} = SU_{cm}(1 - \cos \theta). \quad (10)$$

Косинус кута відсічки анодного струму згідно рис.3.5 :

$$\cos \theta = \frac{|E_c| - |E'_c|}{U_{cm}}. \quad (11)$$

Аналогічно для сіткового струму при  $-\pi \leq \omega t \leq \pi$  запишемо:

$$i_c(\omega t) = S_c U_{cm}(\cos \omega t - \cos \theta_c) \text{ при } |\omega t| \leq \theta_c; \quad i_c(\omega t) = 0 \text{ при } \theta_c < |\omega t| \leq \pi. \quad (3.12)$$

З (12) при  $\omega t = 0$  отримаємо для амплітуди сіткового струму

$$I_{cm} = S_c U_{cm}(1 - \cos \theta_c). \quad (13)$$

Косинус кута відсічки сіткового струму згідно рис.5 :

$$\cos \theta_c = \frac{|E_c|}{U_{cm}}. \quad (14)$$

Розкладемо періодичну функцію  $i_a(t)$  в ряд Фур'є :

$$i_a(\omega t) = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots, \quad (15)$$

$$I_{an} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t - n\text{-я гармоніка анодного струму, де } n=0, 1, 2, 3, \dots$$

Обчисливши інтеграл, одержимо для постійної складової анодного струму з урахуванням (10)

$$I_{a0} = SU_{cm}\gamma_0(\theta) = I_{am}\alpha_0(\theta). \quad (16)$$

де  $\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta)$ ;  $\alpha_0(\theta) = \frac{\gamma_0(\theta)}{1 - \cos\theta}$ .

Для  $n$ -ої ( $n > 1$ ) гармоніки анодного струму з урахуванням (3.10)

$$I_{an} = SU_{cm}\gamma_n(\theta) = I_{am}\alpha_n(\theta), \quad (17)$$

де  $\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi n} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right]$ ;  $\alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos\theta}$ .

Для 1-й гармоніки ( $n=1$ ) з (3.17) отримаємо :

$$I_{a1} = SU_{cm}\gamma_1(\theta) = I_{am}\alpha_1(\theta), \quad (18)$$

де  $\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi}(\theta - 0,5\sin 2\theta)$ ;  $\alpha_1(\theta) = \frac{\gamma_1(\theta)}{1 - \cos\theta}$ .

Коефіцієнти  $\alpha_0(\theta)$ ,  $\alpha_1(\theta)$ .... $\alpha_n(\theta)$  прийнято називати коефіцієнтами Берга (рис.3.6а).

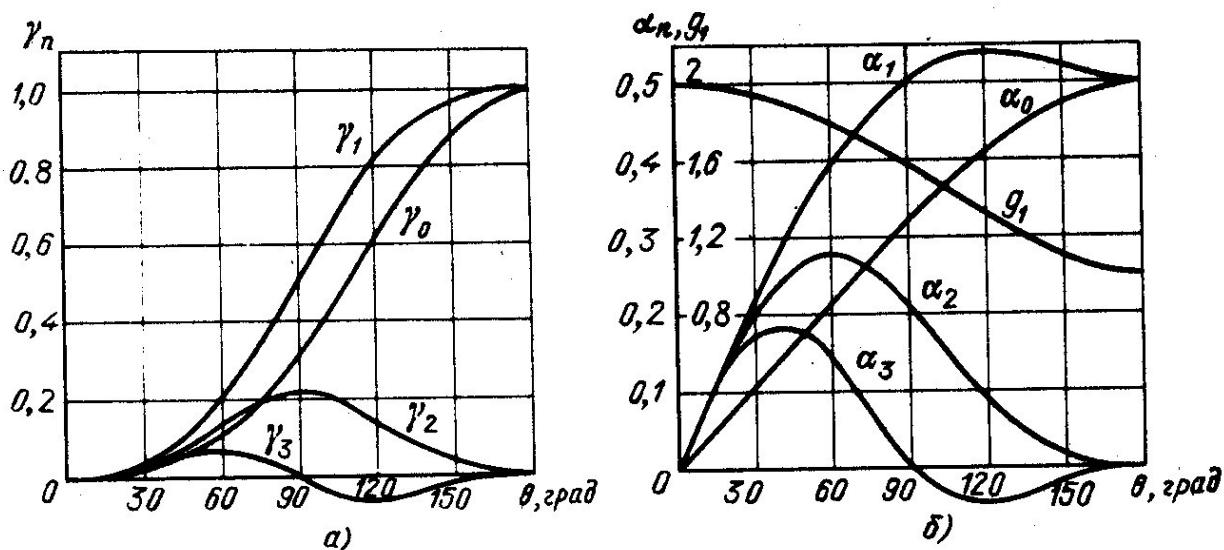


Рис.3.6а Коефіцієнти А. Берга

Коефіцієнт форми косинусоїдального імпульсу:

$$g_n(\theta) = \frac{I_{an}}{I_{a0}} = \frac{\gamma_n(\theta)}{\gamma_0(\theta)} = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_0(\theta)}. \quad (19)$$

Залежності  $\alpha_n(\theta)$ ,  $\gamma_n(\theta)$ ,  $g_n(\theta)$  називаються коефіцієнтами розкладання в ряд Фур'є косинусоїдальних імпульсів.

Аналогічно проводиться розкладання в ряд імпульсів сіткового струму:

$$i_c(\omega t) = I_{c0} + I_{c1} \cos \omega t + I_{c2} \cos 2\omega t + I_{c3} \cos 3\omega t + \dots$$

Постійна складова сіткового струму  $I_{c0}$  визначається за формулою, аналогічною (16), в якій амплітуду  $I_{am}$  слід замінити на  $I_{cm}$  (13), а кут відсічки  $\theta$  на  $\theta_c$ , а крутизну  $S$  анодно-сіткової характеристики на крутизну сіткової характеристики  $S_C$  (14). Гармоніки сіткового струму  $I_{cn}$  визначаються за формулою (17), в якій слід провести аналогічні заміни. В результаті отримаємо:

$$I_{c0} = S_C U_{cm} \gamma_0(\theta_c) = I_{cm} \alpha_0(\theta_c) \quad (20)$$

$$I_{cn} = S_C U_{cm} \gamma_n(\theta_c) = I_{cm} \alpha_n(\theta_c) \quad (21)$$

Визначимо напругу на анодному контурі  $u_a(t)$  (рис.3.1).

При налаштуванні контуру в резонанс ( $f = f_{рез}$ ) він має великий опір на частоті 1-й гармоніки:

$$R_1 = \rho Q = Q \sqrt{L_k / C_k}, \quad (22)$$

де  $\rho$  - хвильовий опір контуру і малий опір, близький до нуля, на всіх інших гармоніках - 2, 3-й і т.д. Така властивість контуру дозволяє вважати напругу на ньому синусоїдальною

$$u_a(\omega t) = U_{am} \cos \omega t, \quad (23)$$

$$\text{де } U_{am} = I_{a1} R_1 - \text{амплітуда напруги 1-ї гармоніки на контурі.} \quad (24)$$

Відповідно до формул (5) і (23) для напруги між електродами лампи анод-катод маємо:

$$e_a(\omega t) = E_a - u_a(\omega t) = E_a - U_{am} \cos \omega t. \quad (3.25)$$

Згідно отриманим виразам для напруг на керуючій сітці  $u_c(\omega t)$  (4) і аноді  $u_a(\omega t)$  (25) і для анодного  $i_a(\omega t)$  (3.9) і сіткового струмів  $i_c(\omega t)$  (12) побудуємо відповідні діаграми (рис.8), що відображають форми сигналу на виході і вході електронного приладу ВЧ генератора.

Отримані вирази дозволяють скласти рівняння балансу потужностей в генераторі.

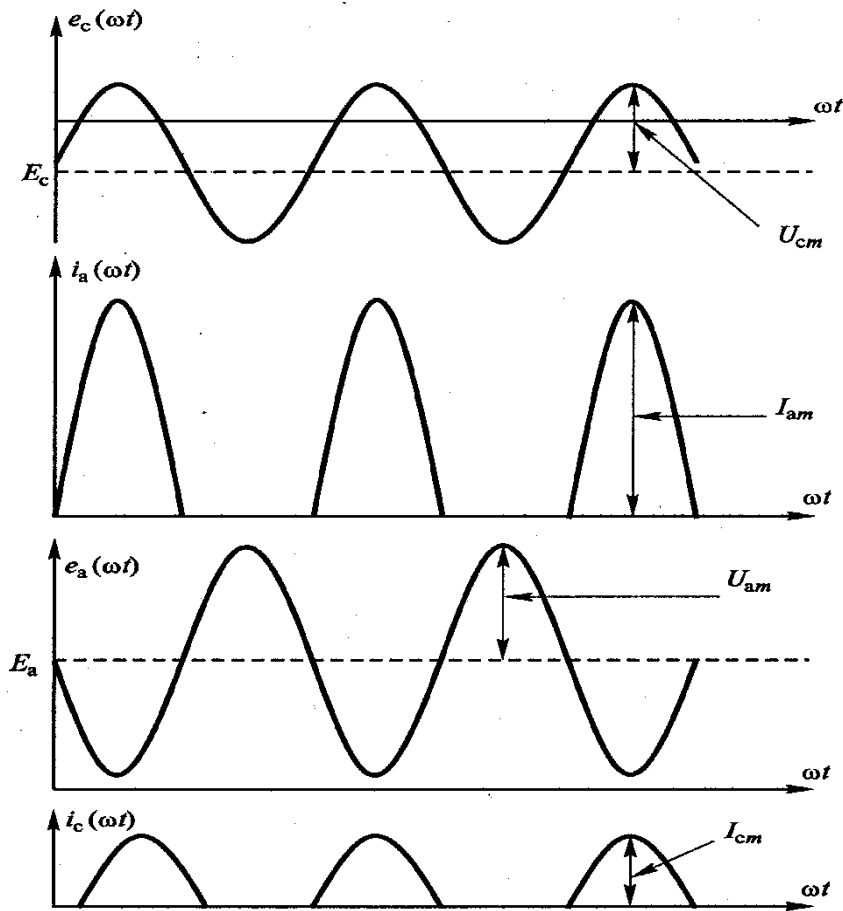


Рис. 8. Діаграми, що відображають форми сигналу на виході і вході електронного приладу генератора.

Рівняння балансу потужностей в анодному ланцюзі генератора набуде вигляду

$$P_0 = P_1 + P_a, \quad (26)$$

де

$$P_1 = 0,5 U_{am} I_{a1} \quad (27)$$

потужність 1-ї гармоніки сигналу в анодному ланцюзі або вихідна потужність ВЧ генератора;

$$P_0 = E_a I_{a0} \quad (28)$$

потужність, споживана від джерела постійного струму по ланцюгу анода;  $P_a$  – потужність, що розсіюється у вигляді тепла анодом лампи.

Для ККД генератора з урахуванням (16), (18), (19), (27), (28) отримаємо :

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5 I_{a1} U_{am}}{I_{a0} E_a} = 0,5 g_1(\theta) \xi, \quad (29)$$

де  $\xi = U_{am}/E$  - коефіцієнт використання анодної напруги.

Рівняння балансу потужностей в сітковій ланцюга ВЧ генератора набуде вигляду:

$$P_{c1} = P_{c0} + P_c, \quad (30)$$

де 
$$P_{c1} = 0,5U_{cm}I_{c1}, \quad (31)$$

потужність 1-ї гармоніки сигналу в сітковому ланцюзі або вхідна потужність ВЧ генератора;

$$P_{c0} = |E_c|I_{c0} \quad (32)$$

потужність, що розсіюється в джерелі напруги зсуву;  $P_c$  - потужність, що розсіюється у вигляді тепла керуючої сіткою лампи.

Значення  $P_a$  і  $P_c$  - не повинні перевищувати граничних значень даних параметрів в використовуваному електровакуумному приладі.

### 3.4. Динамічна характеристика та три режими роботи ВЧ лампового генератора

Визначимо динамічну характеристику лампового ГЗЗ для миттєвих значень анодного струму і напруги:  $i_a = \Phi(e_a)$  при типовому значенні кута відсічки  $\theta = 90^\circ$ .

Згідно (9) і (10) для анодного струму (рис.3.8) запишемо:

$$i_a(\omega t) = I_{am} \cos \omega t \quad \text{при } |\omega t| \leq \theta; \quad i_a(\omega t) = 0 \quad \text{при } 90^\circ < |\omega t| \leq 180^\circ, \quad (33)$$

Згідно формулам (5.25) і (5.24) для анодної напруги маємо :

$$e_a(\omega t) = E_a - I_{am}\alpha_1 R_1 \cos \omega t. \quad (34)$$

Вирішуючи рівняння (5.33) і (5.34), виключивши з них час  $t$ , отримаємо :

$$i_a = \frac{E_a - e_a}{\alpha_1 R_1} \quad \text{при } |\omega t| \leq 90^\circ, \\ i_a = 0 \quad \text{при } 90^\circ < |\omega t| \leq 180^\circ. \quad (35)$$

Згідно (35) динамічна характеристика генератора складається з двох відрізків прямих ліній. Кожен період коливань робоча точка, яка характеризується координатами  $i_a = \Phi(e_a)$ , «пробігає» по ній: півперіоду по одній гілці, півперіоду - по іншій. Побудуємо динамічну характеристику (35) на площині статичних ВАХ (рис. 9).

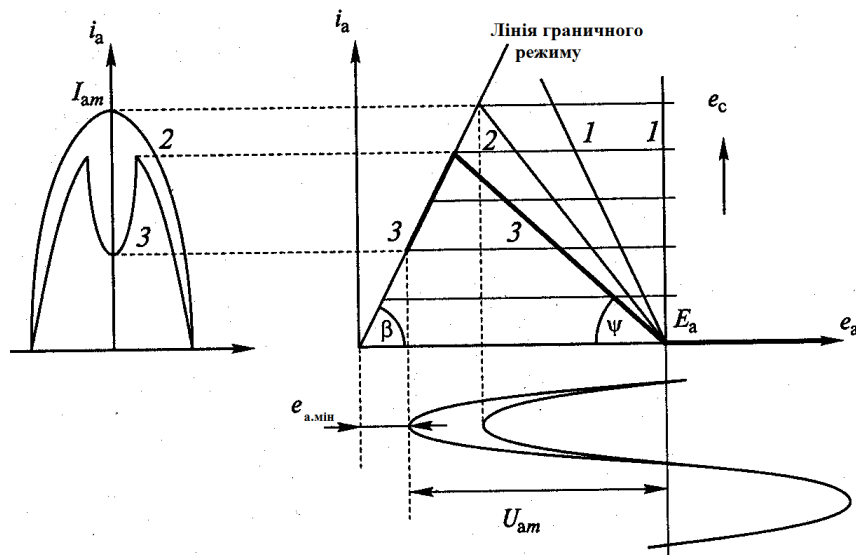


Рис.9. Динамічна характеристика ГЗЗ

Одна гілка цієї характеристики ( $i_a = 0$ ) проходить по осі абсцис правіше координати  $e_a = E_a$ , і незмінна, а інша розташовується на площині під кутом:

$$\psi = \arctg \frac{1}{\alpha_1 R_1} = \arctg \frac{2}{R_1}, \quad (36)$$

де при  $\theta = 90^\circ$  коефіцієнт  $\alpha_1 = 0,5$ .

Згідно (3.36) при зміні опору анодного навантаження по 1-й гармоніці сигналу  $R_1$ , змінюється кут нахилу у динамічній характеристиці: від  $90^\circ$  при  $R_1 = 0$  (режим КЗ) до  $0^\circ$  при  $R_1 = \infty$  (режим ХХ). До тих пір поки динамічна характеристика не перетинає лінію граничного режиму (рис.9, випадки 1 і 2), форма імпульсу анодного струму залишається косинусоїдальною. При зростанні значення  $R_1$  і відповідно  $U_{am}$ , в динамічній характеристиці відбувається другий злам і з'являється третя ділянка, що проходить по лінії граничного режиму, а в імпульсі анодного струму з'являється провал (рис.9, випадок 3).

В результаті в ламповому ГЗЗ можливі три режими роботи:

**граничний**, при якому динамічна характеристика торкається лінії граничного режиму, йому відповідає значення опору анодного навантаження на частоті сигналу  $R_1 = R_{1cp}$  і амплітуда ВЧ напруги  $U_{am} = U_{амгм}$  імпульс струму має косинусоїдальну форму (рис.9, випадок 2);

**недонавантажений**, при якому динамічна характеристика не доходить до лінії граничного режиму, йому відповідає значення опору анодного навантаження на частоті сигналу  $R_1 < R_{1cp}$  і амплітуда ВЧ напруги  $U_{am} < U_{амгм}$ , імпульс струму має косинусоїдальну форму (рис.9, випадок 1);

**перенавантажений**, при якому динамічна характеристика перетинає лінію граничного режиму і далі з нею збігається, цього режиму відповідає значення опору анодного навантаження на частоті сигналу і амплітуда ВЧ напруги імпульс струму має косинусоїдальну форму з провалом посередині (див. рис.3.9, випадок 3).

Виникнення провалу в імпульсі анодного струму пов'язано з тим, що при зростанні амплітуди  $U_{am}$  зменшується залишкова напруга на аноді лампи  $e_{a.мин} = E_a - U_{am}$  (див. рис.9), яке стає таким же з максимальним значенням напруги на керуючій сітці  $e_{c.макс}$ . Внаслідок цього потік електронів, що йде від катода до анода «перехоплюється» керуючої сіткою, ток якої різко зростає, а в анодному струмі при цьому відбувається провал. У перенапруженому режимі зі збільшенням опору  $R_1$  провал в імпульсі струму зростає, що може призвести до «розщеплення» імпульсу (рис.3.10).

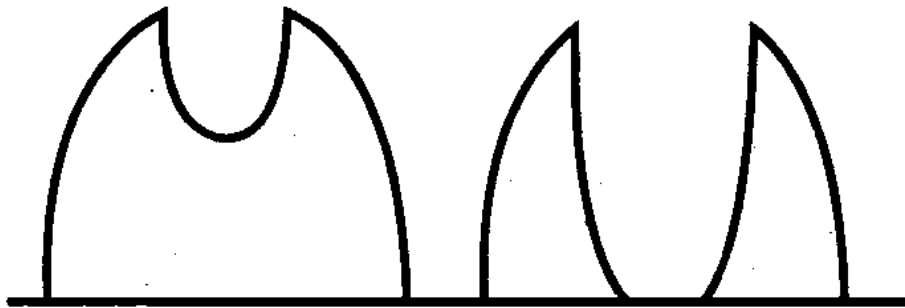


Рис.10. Ефект розщеплення імпульсу анодного струму

Визначимо параметри ВЧ генератора в граничному режимі (рис. 3.11).

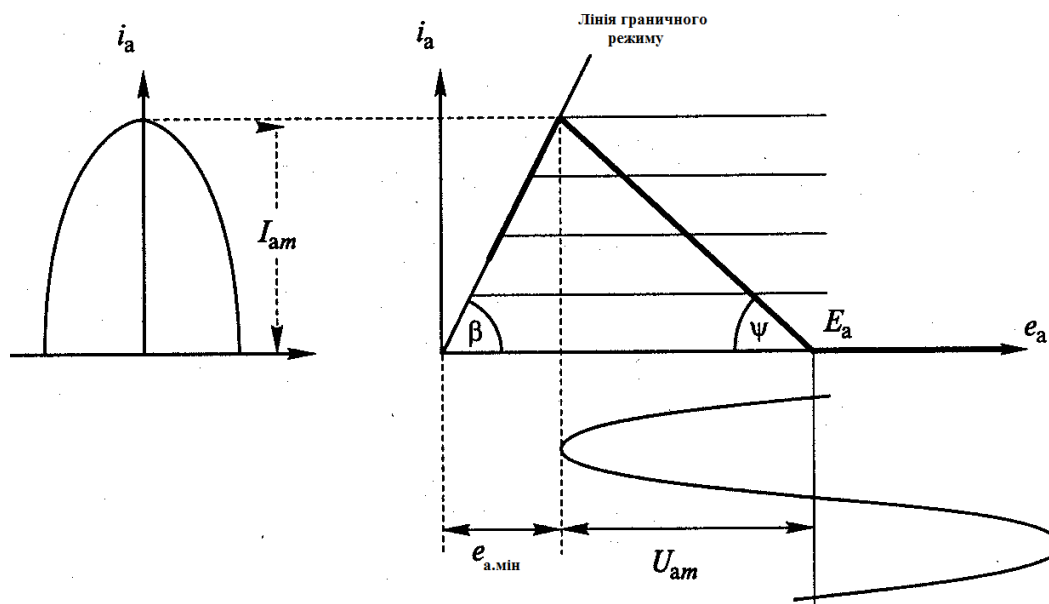


Рис. 11. До визначення параметрів генератора в граничному режимі

З рис. 11, випливає

$$I_{am} = S_{ep} e_{a.\min} = S_{ep} E_a (1 - \xi_{ep}), \quad (37)$$

де  $S_{ep} = \operatorname{tg} \beta$  - крутизна лінії граничного режиму;  $\xi_{ep} = U_{am,ep} / E_a$  - коефіцієнт використання анодної напруги в граничному режимі роботи. Потужність 1-ї гармоніки сигналу в граничному режимі

$$P_1 = 0,5 I_{a1} U_{am} = 0,5 (I_{am} \alpha_1) (\xi_{ep} E_a) = 0,5 \alpha_1 S_{ep} E_a^2 \xi_{ep} (1 - \xi_{ep}) \quad (38)$$

або  $P_1 = A \xi_{ep} (1 - \xi_{ep})$ , де  $A = 0,5 \alpha_1 S_{ep} E_a^2$ .

Вирішивши квадратне рівняння (5.38), для коефіцієнта використання анодної напруги в граничному режимі роботи отримаємо :

$$\xi_{ep} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{ep} \alpha_1 E_a^2}}. \quad (39)$$

При  $\xi < \xi_{ep}$  режим роботи ГЗЗ *недонавантажений*, при  $\xi > \xi_{ep}$  - *перенавантажений*. Найбільш часто генератор працює в граничному режимі з максимальним ККД. В особливих випадках, наприклад при амплітудній модуляції, вибираються інші режими роботи.

### 3.5. Ламповий ГЗЗ з спільною сіткою

Вгенераторі спільними називається електроди лампи, які входять як у вхідний, так і у вихідний ланцюг. Модель схеми лампового генератора з спільним катодом наведена на рис. 12, а.

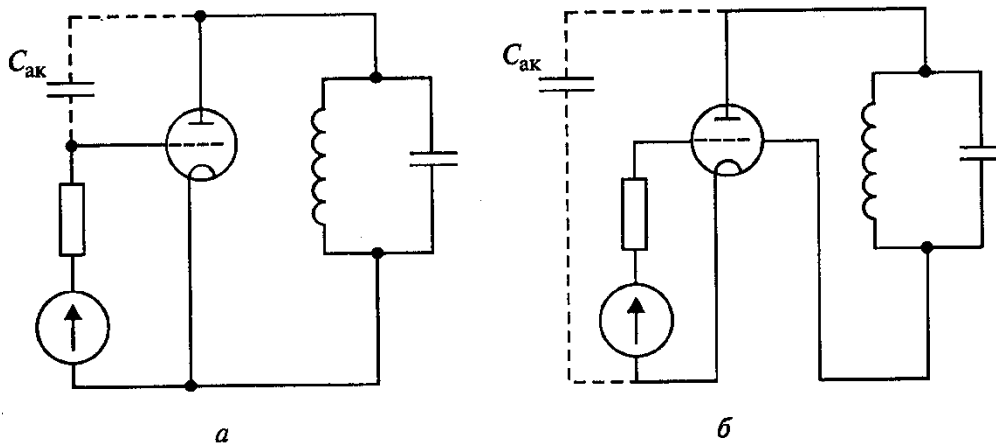


Рис.12. Модель схеми лампового генератора з спільним катодом

До неї, зокрема, відноситься схема генератора, наведена на рис. 1. Недолік такої схеми починає проявлятися з підвищенням частоти підсилюваного сигналу, що впливає із загальної теорії стійкості підсилювачів високої частоти. Тому



зупинимось на цьому питанні, представивши ВЧ підсилювач у вигляді П-подібної схеми (рис. 3.13, а).

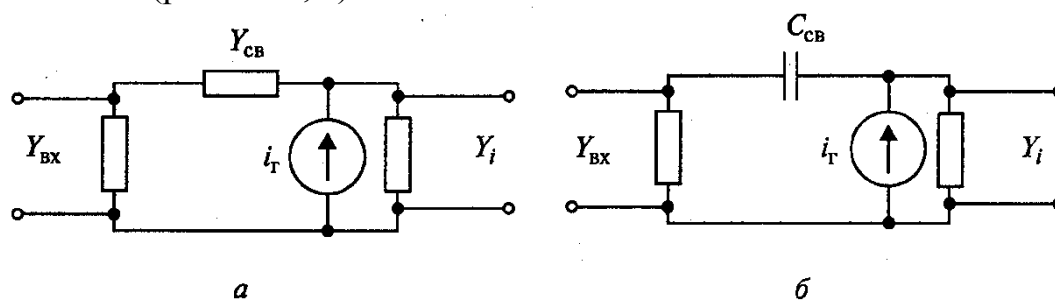


Рис. 13. П- подібна схема заміщення ГЗЗ

У такій схемі існує зв'язок виходу зі входом, що визначається провідністю  $Y_{св}$ . Припустимо, що таким зв'язком є деяка ємність  $C_{св}$  (рис.13, б). Її наявність призводить до того, що частина вихідного сигналу потрапляє на вхід підсилювача. Оскільки з підвищенням частоти провідність  $Y_{св} = \omega C_{св}$  збільшується, то зв'язок виходу зі входом зростає. При переході через деяке критичне значення цей зв'язок може стати настільки сильним, що в генераторі виникнуть автоколивання і він з підсилювача перетвориться в автогенератор. Такий перехід каскаду з одного стану в інший є абсолютно неприпустимим, так як призначення генератора із зовнішнім збудженням полягає в підсиленні сигналу, а не в генеруванні власних автоколивань, які будуть відбирати потужність у корисного сигналу і створювати перешкоди іншим радіотехнічних засобам. Отже, чим більше ємність зв'язку  $C_{св}$  тим небезпека виникнення неприпустимого режиму роботи ВЧ генератора зростає.

Звернемося знову до схеми підсилювача з спільним катодом (див. рис. 12,а), в якій ємністю зворотного зв'язку є міжелектродна ємність анод-керуючої сітки  $C_{ас}$ . Тепер розглянемо іншу схему генератора - із спільною сіткою (див. рис.3.12, б), в якій ємністю зворотного зв'язку є міжелектродна ємність анод-катод  $C_{ак}$ . Оскільки в лампі ємність  $C_{ак} \ll C_{ас}$  то схема генератора із спільною сіткою більш стійка, ніж із спільним катодом. Навіть спеціальні генераторні тетроди, у яких прохідна ємність зведена до мінімуму, при схемі з спільним катодом стійко працюють тільки до частоти 200...300 МГц. Тому на більш високих частотах в генераторах зазвичай використовуються схеми із спільною сіткою. Так, спеціальні НВЧ тріоди (металокерамічні лампи) при схемі із спільною сіткою стійко працюють до частоти 5000 МГц.

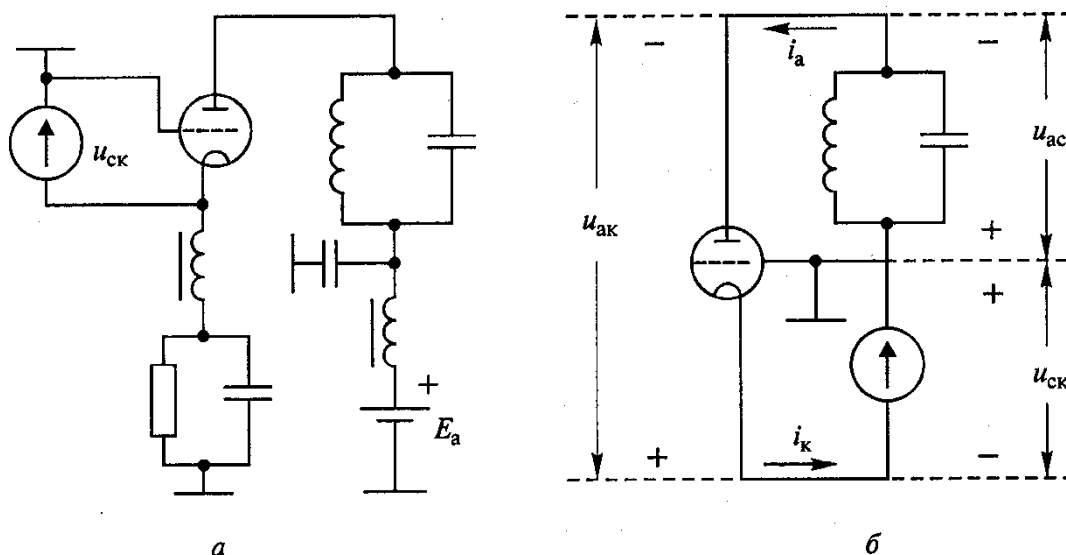


Рис. 14 Схема ГЗЗ з спільною сіткою

У тих випадках, коли керуюча сітка заземлюється, генератор називають також схемою з заземленою сіткою. Але більш загальна назва - генератор ні з заземленою, а із спільною сіткою. Розглянемо електричні параметри такого генератора, звернувшись до схем – електричної (рис. 14, а) і еквівалентної (рис.14, б).

Оскільки в лампі відбувається поворот фази сигналу на  $180^\circ$ , то напруга анод-сітка ( $U_{ac}$ ) є сума двох напруг: анод-катод ( $U_{ak}$ ) і сітка-катод ( $U_{ck}$ ):  $U_{ac} = U_{ak} + U_{ck}$ . (На рис.14, б розставлені знаки, що підтверджують данну рівність.) Відповідно і для амплітуд цих сигналів маємо :

$$U_{acm} = U_{akm} + U_{ckm}. \quad (40)$$

Інша особливість генератора із спільною сіткою полягає в тому, що через джерело збудження протікає катодний струм (нагадаємо, що в генераторі із спільним катодом джерело збудження навантажений на сітковий струм лампи). З урахуванням сказаного і (3.40) для вихідної потужності ВЧ сигналу і потужності збудження в схемі із спільною сіткою згідно рис.3.15, б відповідно отримаємо:

$$P_1 = 0,5U_{acm}I_{a1} = 0,5(U_{akm} + U_{ckm})I_{a1} = 0,5U_{akm}I_{a1} + 0,5U_{ckm}I_{a1}; \quad (41)$$

$$P_{1зб\ddot{y}\ddot{d}} = 0,5U_{ckm}I_{a1} = 0,5(I_{a1} + I_{c1})U_{ckm} = 0,5U_{ckm}I_{a1} + 0,5U_{ckm}I_{c1}. \quad (42)$$

В (41) і (42) доданок  $\Delta P = 0,5U_{ckm}I_{a1}$  є частина потужності, безпосередньо передаваної з вхідного в вихідний ланцюг генератора.

З порівняння (41) з (27) і (42) з (31) випливає, що в схемі із спільною сіткою по відношенню до схеми із спільним катодом вихідна потужність зростає на величину  $\Delta P$  (Орієнтовно на 10%), але при цьому на ту ж величину  $\Delta P = 0,5U_{ckm}I_{a1}$  збільшується і потужність збудження. Оскільки анодний струм  $I_{a1}$  орієнтовно в 10 разів більше сіткового  $I_{c1}$  то відносне збільшення потужності збудження в

схемі із спільною сіткою, як впливає з порівняння (42) з (31), становить близько 10 разів.

Вхідний опір у схемі із спільною сіткою з урахуванням (18):

$$R_{\text{вх1}} = \frac{U_{\text{ckn}}}{I_{k1}} = \frac{U_{\text{ckn}}}{I_{a1}} = \frac{1}{S\gamma_1(\theta)}. \quad (43)$$

Значення  $R_{\text{вх1}}$  зазвичай не перевищує 200... 300 Ом.

Таким чином, порівняння двох схем лампових ВЧ генераторів - із спільним катодом і спільною сіткою (див. рис.12) - дозволяє зробити наступні висновки: друга з схем більш стійка, але в зв'язку з істотним зростанням потужності збудження вона програє першій за величиною коефіцієнта підсилення по потужності орієнтовно в 10 разів.

### 3.6 Електричні схеми лампових ГЗЗ

Класифікація схем ВЧ генераторів визначається: типом вихідного електричного кола і його зв'язком з навантаженням; видом вхідного електричного кола і його зв'язком з джерелом збудження і лампою; ланцюгом живлення анода і керуючої сітки лампи; способом перебудови електричних ланцюгів в діапазонних передавачах.

В якості вхідного та вихідного електричного ланцюга, що слугує для узгодження лампи з джерелом збудження і навантаженням, і фільтрації вищих гармонік сигналу зазвичай використовується один з чотирьох варіантів: одиночний паралельний коливальний контур, два пов'язаних паралельних коливальних контури, П- і Т-подібна схема (рис.3.15).

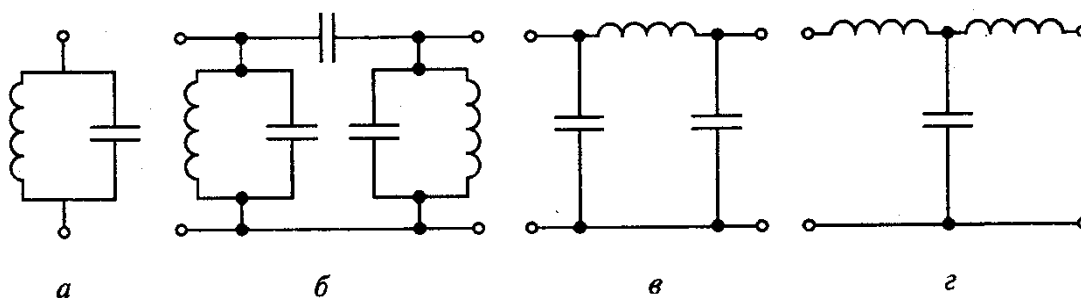


Рис. 15 Вхідні і вихідні ланцюги ГЗЗ.

Всі ланцюги характеризуються смугою пропускання і коефіцієнтом передачі сигналу за потужністю. Смуга пропускання одиночного контуру (див. рис.3.12) визначається згідно (3.3). Три інших типи ланцюгів (див. Рис. 3.15, б - г) мають більш широкую смугу пропускання.

Коефіцієнт передачі показує, яка частина потужності ВЧ сигналу  $P_1$  передається в навантаження:

$$K_{\text{пер}} = P_n / P_1 = P_H / (P_{\text{кп}} + P_H), \quad (44)$$

де  $P_H$  - потужність ВЧ сигналу, що передається в навантаження  $R_H$ ;  $P_{KH}$  - потужність втрат в електричному ланцюзі.

Визначимо коефіцієнт передачі  $K_{II}$  стосовно одиночного паралельного коливального контуру (див. Рис.15, а), еквівалентні схеми якого з урахуванням активного опору втрат  $r_K$  наведені на рис. 3.16.

При перерахунку опору навантаження  $R_H$  в індуктивну гілку контуру (див. рис. 3.16, б) з урахуванням співвідношень :

$$P_H = 0,5 r_H (I_{K1})^2 \text{ и } P_K = 0,5 r_K (I_{K1})^2,$$

де  $I_{K1}$ , - амплітуда 1-ї гармоніки контурного струму, для коефіцієнта передачі отримаємо :

$$K_{пер} = r_H / (r_H + r_K). \quad (45)$$

При паралельній схемі заміщення (див. рис.3.16, в) з урахуванням співвідношень :

$$P_H = \frac{0,5(U_{Km})^2}{R_H} \text{ та } P_{K.II} = \frac{0,5(U_{Km})^2}{R_{1XX}},$$

де  $U_{Km}$  - амплітуда напруги на контурі;  $R_{1XX}$  - опір ненавантаженого контуру, тобто при холостому ході, для коефіцієнта передачі отримаємо:

$$K_{пер} = R_{1XX} / (R_H + R_{1XX}), \quad (46)$$

де  $R_{1XX} = \rho Q_{XX}$ ,  $Q_{XX}$  - добротність ненавантаженого контуру;  $\rho$  - хвильовий опір контуру.

Добротність ненавантаженого контуру дорівнює

$$Q_{XX} = \frac{2\pi f_{рез} L}{r_K} = \frac{1}{2\pi f_{рез} C r_K} = \frac{\rho}{r_K}, \quad (47)$$

де  $\rho = \sqrt{L/C}$  - хвильовий опір коливального контуру,  $r_K$  - опір втрат в контурі.

Опір навантаженого контура згідно паралельній схемі заміщення (див. рис. 3.16, в):

$$R_1 = R_{1XX} R_H / (R_H + R_{1XX}). \quad (48)$$

З урахуванням цього виразу з (3.46) для коефіцієнта передачі отримаємо:

$$K_{пер} = 1 - \frac{R_1}{R_{1XX}} = 1 - \frac{Q_1}{Q_{1XX}}, \quad (49)$$

де  $Q_1$  - добротність навантаженого контура. Для зменшення втрат в електричному ланцюзі значення коефіцієнта передачі  $K_{ПЕР}$  слід мати по можливості близьким до 1 і не менше 0,8 ... 0,9.

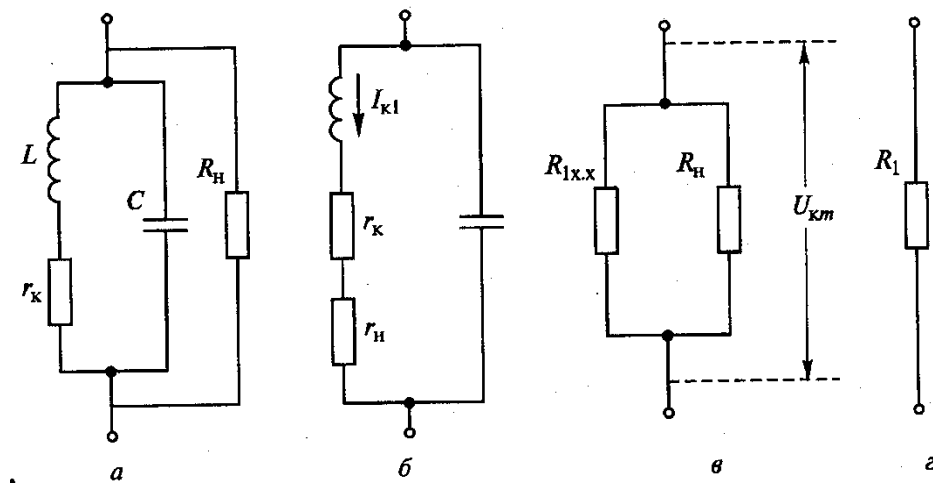


Рис. 16 Паралельна схема заміщення навантаженого контура ГЗЗ

Зв'язок електричного кола з навантаженням, джерелом збудження і лампою для їх узгодження між собою може бути: ємнісний (рис.17, а), індуктивного, трансформаторного і змішаного типу.

Всі види зв'язку характеризуються коефіцієнтом  $K_{CB}$ , який показує, як опір навантаження перераховується до певних точок електричного кола. У разі паралельного коливального контуру цей перерахунок здійснюється до точок 1 - 2 схеми, для якої:

$$R_{HK} = R_H / (K_{CB})^2, \quad (50)$$

де  $K_{CB} = C_2 / (C_1 + C_2)$  - при ємкостному зв'язку (рис.17,б);  $K_{CB} = N_2 / (N_1 + N_2)$  - при індуктивному зв'язку (рис.17, в);  $K_{CB} = N_2 / (N_1)$  - при трансформаторному зв'язку (рис. 18, г);  $N_1, N_2$  - число витків катушок індуктивності (див. рис.17, в, г).

За видами ланцюгів живлення анода і керуючої сітки лампи розрізняють: схеми з послідовним живленням (рис.3.18, а); схеми з паралельним живленням (рис.18, б).

Перевага схеми послідовного типу полягає в тому, що в ній дросель  $L_{др}$  не шунтує анодний контур паралельного типу і елементи цього контуру не знаходяться під високою анодною напругою, що особливо важливо при перебудові контуру.

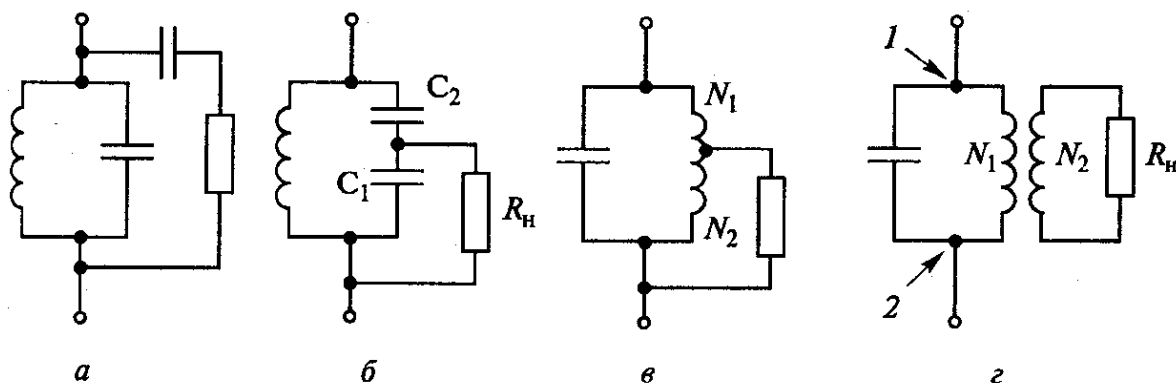


Рис. 17 Види зв'язку контуру ГЗЗ з навантаженням.

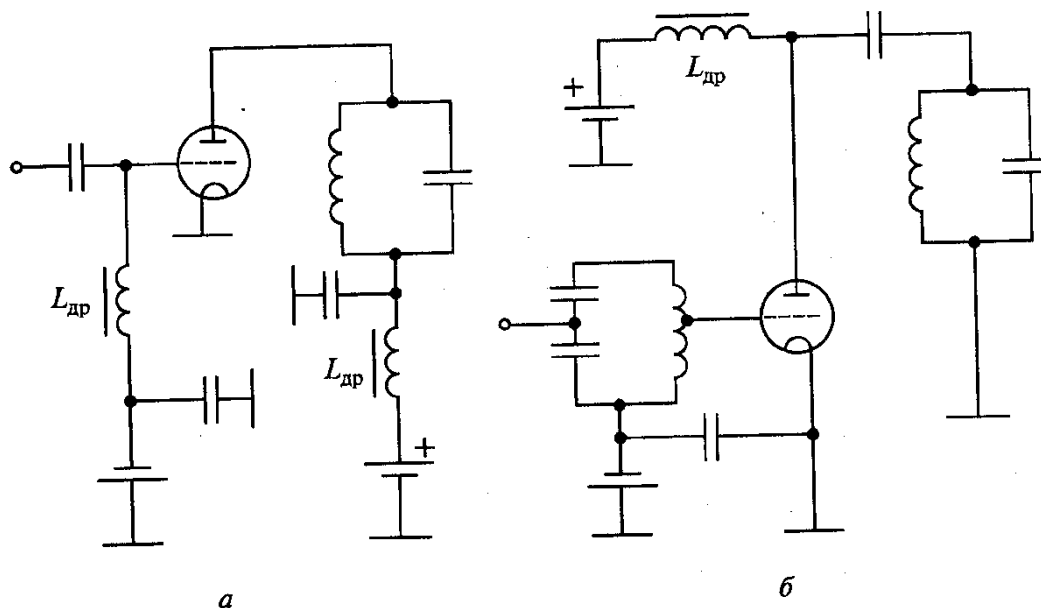
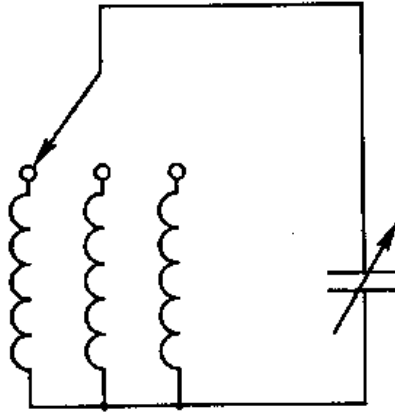


Рис. 3.18 Види живлення анода і сітки лампи ГЗЗ.

При зміні частоти випромінюваного сигналу в діапазонних радіопередавачах необхідно перебудовувати всі контури в генераторних каскадах, резонансні частоти яких повинні бути рівні частоті збудника.

Така перебудова електричних ланцюгів здійснюється або за допомогою конденсаторів змінної ємності, або шляхом зміни індуктивності контуру, або за рахунок зміни обох елементів. При роботі радіопередавача у великій смузі частот весь діапазон зазвичай розбивається на піддіапазони. При цьому, наприклад, можливий такий варіант: перехід з одного піддіапазону на інший здійснюється перемиканням котушок індуктивності, а перебудова всередині піддіапазону - за допомогою конденсатора змінної ємності



*Рис. 19 Перебудова електричних ланцюгів ГЗЗ зміною елементів резонансного контуру.*

В сучасних радіопередавачах настройка контурів в резонанс з частотою підсилюваного сигналу здійснюється за допомогою пристроїв автоматичного регулювання.

На відміну від названих механічних способів перебудови контурів особливе місце займають електричні методи, здійснювані за допомогою феритів і напівпровідникових приладів-варикапов.

Комбінуючи типи узгоджувальних електричних ланцюгів, їх зв'язки з навантаженням, джерелом збудження і лампою, способи з'єднання лампи з джерелами живлення і методи перебудови контурів, створюють різноманітні схеми ВЧ генераторів із зовнішнім збудженням. Одна з них представлена на рис.1. Розглянемо ще одну схему, що дозволяє складати потужності двох генераторних ламп (рис.10). Така схема називається двотактною.

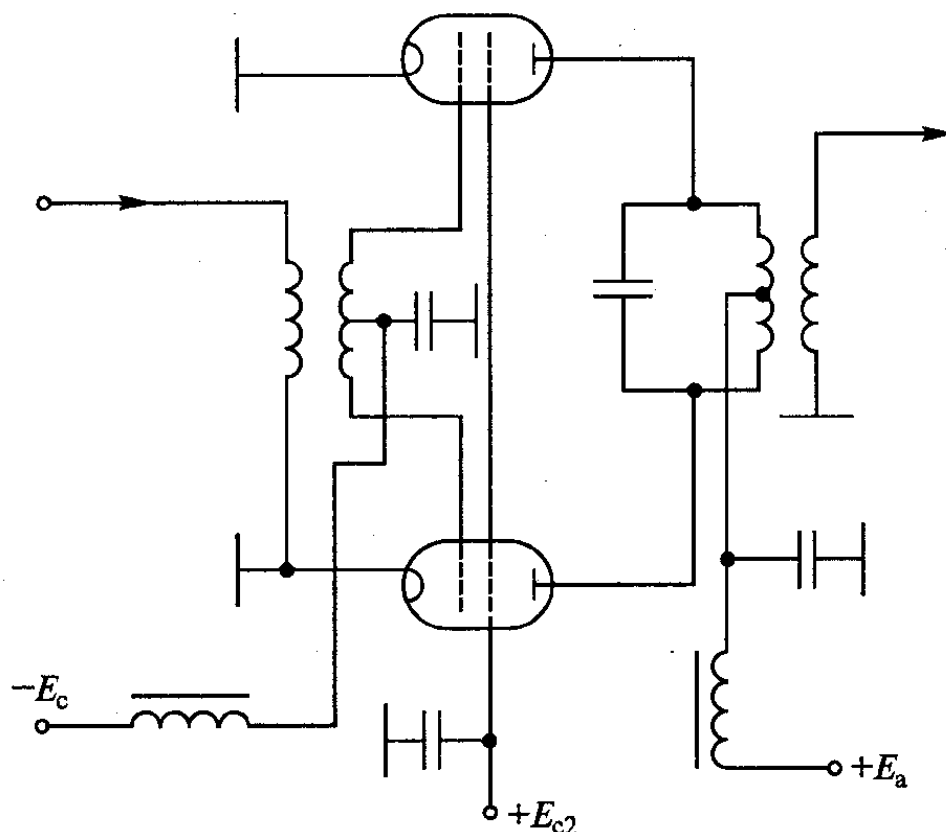


Рис.10 Двотактна схема складання потужностей ГЗЗ.

Сигнали на керуючій сітці ламп подаються в схему в протифазі, тобто поверненими на 180 градусів, в результаті чого лампи працюють поперемінно, збуджуючи спільний анодний контур, опір якого на частоті 1-ї гармоніки сигналу визначається виразом:

$$R_1 = 2U_{am}/I_{a1} ,$$

де  $U_{am}$ ,  $I_{a1}$  - параметри, що відносяться до однієї лампи. Перевагами двотактної схеми крім можливості дворазового збільшення вихідної потужності ВЧ сигналу є: підвищення стійкості роботи, фільтрація парних гармонік і краще блокування ланцюгів живлення від проникнення в них струмів високої частоти через симетрії схеми. Для двотактних схем розроблені спеціальні подвійні генераторні тетроди, що розміщуються в одному балоні.

#### 4. Приклад розрахунку параметрів високочастотного лампового генератору із зовнішнім збудженням

Методика розрахунку електричного режиму роботи лампового ГЗЗ в граничному режимі роботи заснована на наведеному вище аналізі. Розрахунок генератора розглянемо на типовому прикладі.

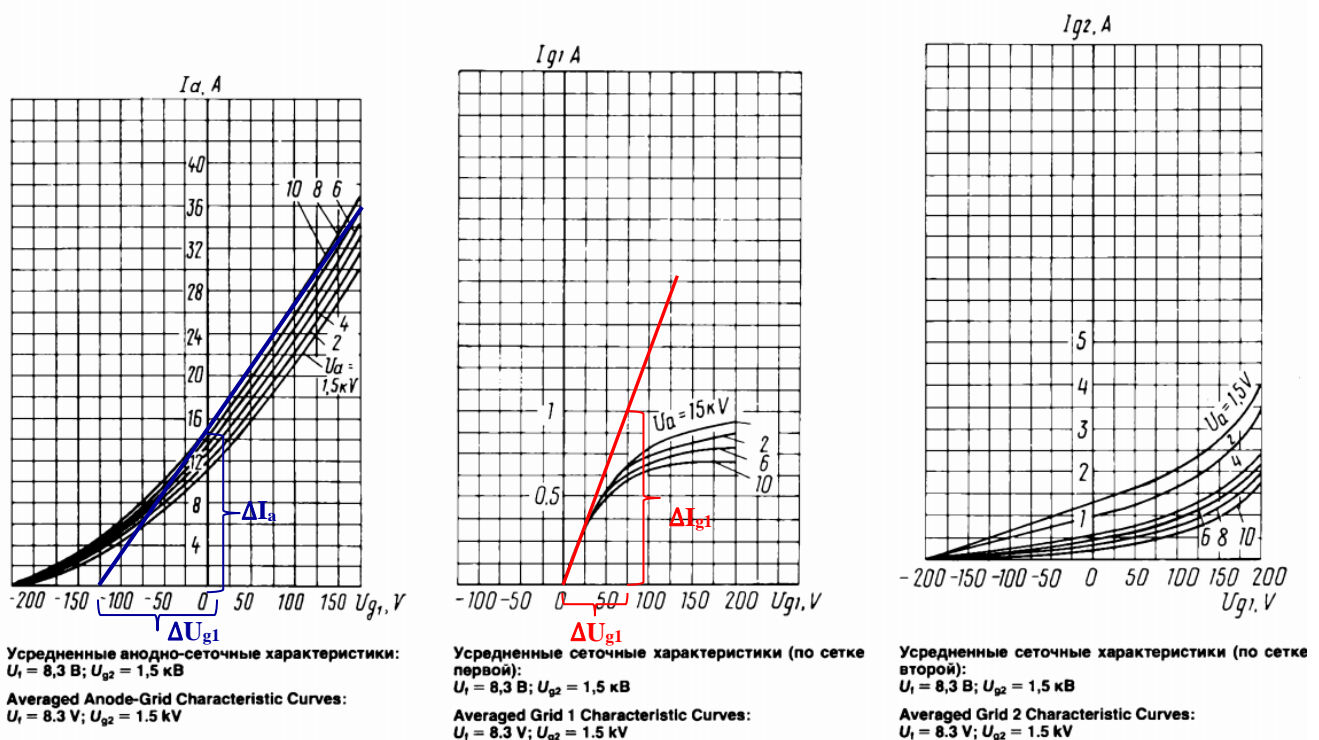


**Вихідні дані для розрахунку.** Робоча частота  $f = 50 \text{ МГц}$ , вихідна потужність  $P_1 = 30 \text{ кВт}$ .

**Вибір типу електровакуумного приладу.** Виходячи із заданої потужності і частоти сигналу за довідником «Електровакуумні прилади» вибираємо тип генераторної лампи. Зупиняємося на тетроді типу ГУ-61Б, що має наступні гранично допустимі параметри:

$E_{a.\text{доп}} = 10 \text{ кВ}$ ;  $E_{c2.\text{доп}} = 1,5 \text{ кВ}$ ;  $P_{a.\text{доп}} = 15 \text{ кВт}$ ;  $f_{\text{max}} = 70 \text{ МГц}$ . Вибираємо кут відсічки  $\theta = 60^\circ$ , для якого  $\alpha_0(\theta) = 0,218$ ,  $\alpha_1(\theta) = 0,391$ ,  $g_1(\theta) = 1,794$ .

Обираємо граничний режим роботи тетроду. Приймаємо:  $E_a = 10 \text{ кВ}$ , напругу на другій сітці  $E_{c2} = 1,5 \text{ кВ}$ .

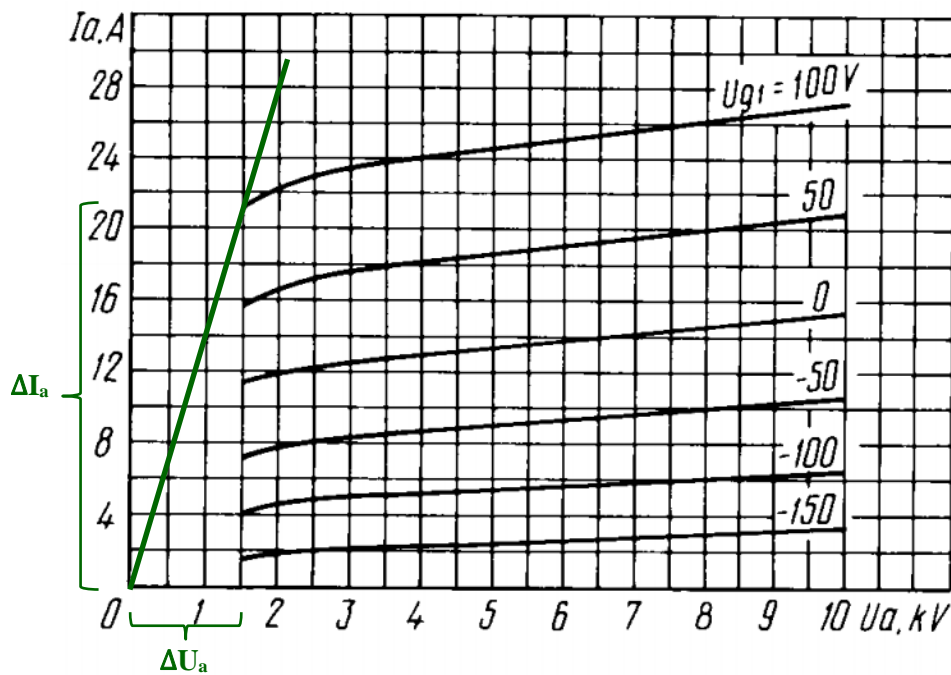


За анодно-сітковими ВАХ характеристиками приладу визначаємо:

- напругу відсічки анодного струму  $E'_c = -125 \text{ В}$ ,
- крутизну анодно-сіткової характеристики:  $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}} = \frac{15 \text{ A}}{125 \text{ В}} = 0,12 \frac{\text{A}}{\text{В}} = 120 \frac{\text{mA}}{\text{В}}$

За сітковими (для першої сітки) ВАХ характеристиками визначаємо:

- крутизну сіткової характеристики:  $S_c = \frac{\Delta I_{g1}}{\Delta U_{g1}} = \frac{1 \text{ A}}{75 \text{ В}} \approx 0,013 \frac{\text{A}}{\text{В}} = 13 \frac{\text{mA}}{\text{В}}$



**Усредненные анодные характеристики:**

$U_f = 8,3 \text{ В}; U_{g2} = 1,5 \text{ кВ}$

**Averaged Anode Characteristic Curves:**

$U_f = 8.3 \text{ V}; U_{g2} = 1.5 \text{ kV}$

За вихідними (анодними) ВАХ приладу визначаємо крутизну лінії граничного режиму

$$S_{cp} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} = \frac{20 \text{ A}}{1500 \text{ B}} = 0,013 \frac{\text{A}}{\text{B}} = 13 \frac{\text{mA}}{\text{B}}$$

### Розрахунок анодного ланцюга генератора.

1. Коефіцієнт використання анодної напруги, який визначається згідно з :

$$\xi_{\bar{\omega}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{\bar{\omega}} \alpha_1 E_a^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 30 \cdot 10^3}{0,391 \cdot 0,013 \cdot 10^8}} \approx 0,8633$$

2. Амплітуда напруги на анодному контурі:

$$U_{am} = \xi_{\bar{\omega}} E_a = 0,863 \cdot 10^4 = 8633 \text{ В.}$$

3. Залишкова напруга на аноді лампи:

$$e_{a.\min} = E_a - U_{am} = 1000 - 8633 = 1367 \text{ В.}$$

4. Амплітуда 1-ої гармоніки анодного струму:

$$I_{a1} = 2P_1 / U_{am} = 2 \cdot 30 \cdot 10^3 / 8633 \approx 6,95 \text{ А.}$$

5. Амплітуда імпульсу анодного струму:

$$I_{am} = I_{a1} / \alpha_1 = 6,95 / 0,391 \approx 17,78 \text{ А.}$$

6. Постійна складова анодного струму:

$$I_{a0} = \alpha_0 \cdot I_{am} = 0,218 \cdot 17,78 \approx 3,875 \text{ A.}$$

7. Потужність, споживана по анодному ланцюзі:

$$P_0 = I_{a0} E_a = 3,875 \cdot 10 \cdot 10^3 = 38,75 \text{ кВт.}$$

8. Потужність, що розсіюється анодом лампи:

$$P_a = P_0 - P_1 = 38,75 - 30 = 8,75 \text{ кВт} < P_{a.\text{дон}}$$

9. Коефіцієнт корисної дії:

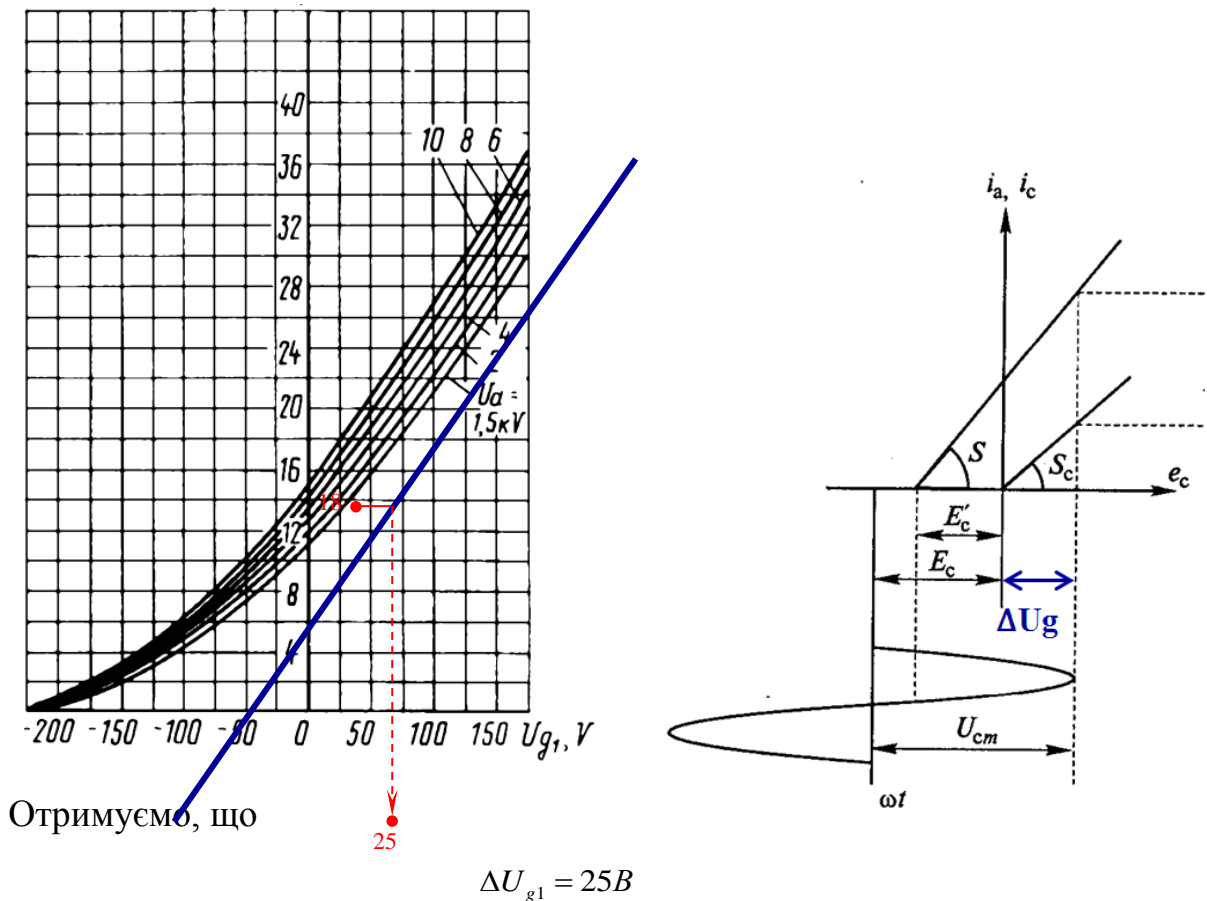
$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{30}{38,75} \approx 0,774 \text{ або } 77,4\%$$

10. Опір навантаженого анодного контуру, необхідний для реалізації розрахованого режиму роботи:

$$R_1 = \frac{U_{am}}{I_{a1}} = \frac{8633}{6,95} = 1242 \text{ Ом.}$$

### Розрахунок ланцюга керуючої сітки.

1) Графічним методом за допомогою анодно-сіткової характеристики лампи визначаємо максимальну амплітуду напруги  $e_{\text{сmax}} = \Delta U_{g1}$  на сітці, при якій  $I_{am} = 17,78 \text{ A}$ .



2) Визначаємо постійну напругу зміщення на першій сітці тетроду.

Відповідно до рис.3.5 можемо записати, що амплітуда сигналу на 1-й сітці тетроду

$$U_{Cm} = \Delta U_{g1} + |E'_c|$$

Тоді, відповідно до рівняння (3.11) можемо записати, що

$$\cos \theta = \frac{|E_c| - |E'_c|}{U_{Cm}} = \frac{|E_c| - |E'_c|}{\Delta U_{g1} + |E'_c|},$$

звідки знаходимо, що

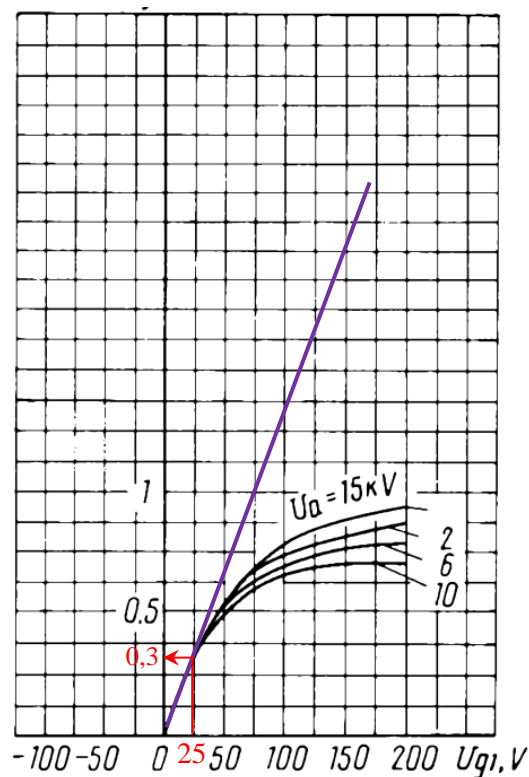
$$|E_c| = \frac{\Delta U_{g1} \cos \theta + |E'_c|}{1 - \cos \theta} = \frac{25 \cdot \cos 60^\circ + 125}{1 - \cos 60^\circ} \approx 275 B$$

отже, напруга зміщення дорівнюватиме  $E_c = -275 B$ .

4) Визначаємо амплітуду сигналу на 1-й сітці тетроду:

$$U_{Cm} = \Delta U_{g1} + |E_c| = 25 + 275 = 300 B$$

5) За допомогою сіткової ВАХ тетроду, визначаємо амплітуду (висоту) імпульсу сіткового струму  $I_{Cm}$  при  $e_{cmax} = \Delta U_{g1} = 25 B$ .



Отримаємо, що

$$I_{Cm} = 0,3 A$$

6). Косинус кута відсічки та кут сіткового струму:

$$\cos \theta_c = \frac{|E_c|}{U_{Cm}} = \frac{275}{300} = 0,917$$

$$\theta_c = \arccos(0,917) \approx 23,5^\circ$$

Коефіцієнти Берга для сіткового струму відповідно дорівнюватимуть:

$$\alpha_0(\theta_c) = 0,087; \alpha_1(\theta_c) = 0,171$$

7). Перша гармоніка сіткового струму:

$$I_{C1} = \alpha_1(\theta_c) I_{Cm} = 0,171 \cdot 0,3 = 0,051 A$$

8) Постійна складова сіткового струму:

$$I_{C0} = \alpha_0(\theta_c) I_{Cm} = 0,087 \cdot 0,3 = 0,026 A$$

9) Необхідна потужність збудження:

$$P_{c1} = 0,5 U_{Cm} I_{C1} = 0,5 \cdot 300 \cdot 0,051 \approx 7,7 Bm$$

10) Потужність, що втрачається в ланцюзі зміщення:

$$P_{c0} = |E_c| I_{C0} = 275 \cdot 0,026 \approx 7,2 Bm$$

11). Потужність, що розсіюється керуючою сіткою:

$$P_c = P_{C1} - P_{C0} = 7,7 - 7,2 = 0,5 Bm.$$

12). Вхідний опір по 1-й гармоніці сигналу:

$$R_{ex1} = U_{Cm} / I_{C1} = 181 / 0,051 = 222 \text{ Ом}.$$

$$R_{ex1} = U_{Cm} / I_{C1} = 300 / 0,051 = 5,84 K\Omega$$

13). Коефіцієнт підсилення генераторної лампи за потужністю:

$$\hat{E}_p = P_1 / P_{C1} = 30 \cdot 10^3 / 7,7 = 3897 \text{ або } K_{p, \text{дБ}} = 10 \lg(P_1 / P_{C1}) = 10 \lg(3897) = 35,9 \text{ дБ}$$

## 5. Розрахунок елементів ланцюгів живлення ГЗЗ

Розділовий конденсатор необхідний для того, щоб постійна складова струму не потрапляла у джерело ВЧ сигналу, що подається на вхід підсилювача та у наступний каскад, що може бути включений на виході підсилювача.

Блокувальний конденсатор та індуктивність необхідні для того, щоб у джерело живлення не потрапляли високочастотні коливання.

$$L_{\text{бл}} = \frac{(10 \dots 20) R_{\Gamma P}}{2\pi f}, \quad (51)$$

$$C_{\text{разд}} = \frac{10 \dots 20}{2\pi f \cdot R_{\Gamma P}}, \quad (52)$$

$$C_{\text{бл}} = \frac{10 \dots 20}{4\pi^2 f^2 \cdot L_{\text{бл}}}, \quad (53)$$

## **6. Вимоги до оформлення звіту з практичного завдання**

Кожне практичне завдання виконується у вигляді друкованого звіту. Пояснювальна записка до звіту з кожного практичного завдання повинна мати наступну структуру

- 1) Титульний аркуш (див. додаток А)
- 2) Зміст
- 3) Вступ
- 4) Основна частина
- 5) Висновок
- 6) Перелік посилань (при необхідності)
- 7) Додатки (при необхідності)

У *ВСТУПІ* формулюються:

- Актуальність практичного завдання;
- Мета та задачі практичного завдання;
- Методика вирішення поставлених завдань.

У основній частині кожного практичного завдання викладаються розрахунки, графіки, схеми тощо.

У *ВИСНОВКАХ* необхідно підвести підсумки проведеної роботи в цілому, узагальнення в широкому сенсі. Вони оформлюються у вигляді зв'язаного тексту, розділеного на абзаци відповідно до змісту роботи.

Висновки не повинні містити цитати та посилання. Висновок повинен містити лише ітог проведеного аналізу і повинен бути максимально коротким та точним.

У *ДОДАТКИ* доцільно виносити схеми, таблиці та інші матеріали, які при включенні до основної частини загромождають текст та порушують логічну цілісність практичного завдання.

Текст всіх матеріалів, які входять до звіту з практичного завдання повинен бути набраний на комп'ютері в редакторі Word на одному аркуші стандартного листа білої бумаги формату А4.

Усі малюнки повинні бути намальовані або у графічному редакторі або від руки на міліметровому папері, що вклеюється на листи А4.

Подання звіту з практичного завдання (роботи) на перевірку повинно бути здійснено до визначеної дати, після якої доповнення та внесення правок в текст пояснювальної записки не дозволяється.

Шрифт- Times New Roman.

Розмір шрифта – 14.

Міжрядковий інтервал – 1,15 рядку.

Абзацний відступ – 10 мм.

Поля: ліве – 30 мм, верхнє – 20 мм, праве – 15 мм, нижнє – 20 мм., вирівнювання тексту – по ширині.

Вступ, кожен розділ, висновки та перелік використаної літератури необхідно починати з нового аркуша. (Дане положення не відноситься до параграфів та підпунктів розділу).

Помилки, неточності повинні бути виправлені до подання роботи на перевірку.

Назви розділів, слова ВСТУП, ВИСНОВКИ, ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ (ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ) необхідно розташовувати в середині рядку, без дужок, без точки в кінці та друкувати великими літерами, не підкреслюючи та не відділяючи від тексту двома міжрядковими інтервалами.

Текст кожного параграфу також відокремлюється від назви наступного параграфу двома міжрядковими інтервалами.

Сторінки роботи необхідно нумерувати арабськими цифрами. Першою сторінкою є титульний аркуш. На ньому номер сторінки не ставиться.

Нумерація починається зі сторінки «Зміст» (тобто сторінка 2).

Номер сторінки проставляється в середині сторінки внизу без крапки в кінці.

Додатки розміщуються в кінці роботи після списку використаної літератури. На окремій сторінці, що включає загальну нумерацію сторінок, великими літерами по центру пишеться слово ДОДАТКИ. Далі розміщуються додатки.

Розділи (Глави) нумеруються арабськими цифрами. Параграфи, пункти, підпункти (крім вступу, висновків, переліку використаної літератури та додатків) нумеруються арабськими цифрами.

Посилання на джерела інформації повинні оформлюватися у вигляді квадратних дужок, що всередині містять номер цього джерела із переліку використаних джерел. Наприклад: «Відповідно до закону України про «радіочастотний ресурс» [5] електромагнітна сумісність – це..... »» або «в результаті проведення аналізу експериментальних даних, отримано той самий результат, що й у навчальному посібнику [2]. ».

Правила оформлення переліку на різні джерела інформації можна знайти, наприклад у Бюлетень ВАК України. – 2008. - №3. - С. 9-13 або за посиланням **<http://www.library.ukma.edu.ua/?id=214>**



## ДОДАТКИ

### Додаток А Приклад оформлення титульного аркушу

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Кафедра телекомунікацій

Кредитний модуль «Передавальні та приймальні пристрої»  
Розділ №1 «Радіопередавальні пристрої»

## ЗВІТ З ПРАКТИЧНОГО ЗАВДАННЯ №8

на тему

«Розрахунок високочастотного лампового підсилювача потужності  
радіопередавального пристрою системи радіозв'язку»

Виконав: студент(ка) гр. \_\_\_\_\_  
Курс \_\_\_\_  
\_\_\_\_\_.

Перевірив  
к.т.н, доц.  
Цуканов О. Ф. \_\_\_\_\_

Оцінка \_\_\_\_\_

Київ – 2020

**ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД**  
**TETRODE**

**ГУ-93Б**

Генераторный тетрод ГУ-93Б предназначен для усиления мощности на частотах до 250 МГц в передающих телевизионных устройствах широкого применения.

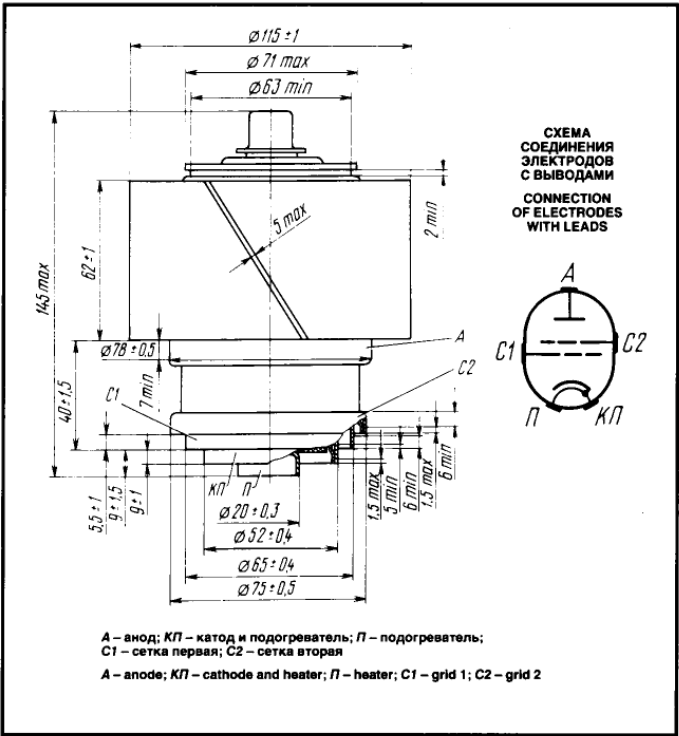
The ГУ-93Б tetrode is used for RF power amplification at frequencies up to 250 MHz in general-purpose television transmitters.

**ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ**

Катод – оксидный косвенного накала.  
Оформление – металлокерамическое.  
Охлаждение – воздушное принудительное.  
Рабочее положение – любое.  
Высота не более 145 мм.  
Диаметр не более 116 мм.  
Масса не более 3,5 кг.

**GENERAL**

Cathode: indirectly heated, oxide-coated.  
Envelope: metal-ceramic.  
Cooling: forced air.  
Working position: any desired.  
Height: at most 145 mm.  
Diameter: at most 116 mm.  
Mass: at most 3.5 kg.



**ДОПУСТИМЫЕ ВОЗДЕЙСТВУЮЩИЕ  
ФАКТОРЫ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ**

Вибрационные нагрузки:	
диапазон частот, Гц	1–35
ускорение, $\text{m/s}^2$	4,9
Многократные ударные нагрузки с ускорением, $\text{m/s}^2$	147
Температура окружающей среды, $^{\circ}\text{C}$	1–55
Относительная влажность воздуха при температуре до $+25^{\circ}\text{C}$ (без конденсации влаги), %	80

**OPERATING ENVIRONMENTAL CONDITIONS**

Vibration loads:	
frequencies, Hz	1–35
acceleration, $\text{m/s}^2$	4.9
Multiple impacts with acceleration, $\text{m/s}^2$	147
Ambient temperature, $^{\circ}\text{C}$	1–55
Relative humidity at up to $+25^{\circ}\text{C}$ without moisture condensation, %	80

**ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ**  
**Электрические параметры**

Напряжение накала ( $\sim$ или $=$ ), В	12,6
Ток накала, А	9,5–12
Крутизна характеристики (при напряжении анода 700 В, напряжении сетки второй 400 В, токе анода 3000 мА), $\text{mA/V}$	75–125
Ток анода нулевой (при напряжениях анода 700 В, сетки второй 400 В, сетки первой 0 В), А, не менее	4
Напряжение запираения отрицательное,	

**BASIC DATA**  
**Electrical Parameters**

Heater voltage (AC or DC), V	12.6
Heater current, A	9.5–12
Mutual conductance (at anode voltage 700 V, grid 2 voltage 400 V, anode current 3,000 mA), $\text{mA/V}$	75–125
Zero anode current (at anode voltage 700 V, grid 2 voltage 400 V, grid 1 voltage 0), A, at least	4
Negative cutoff voltage, absolute value (at anode voltage 4,000 V, grid 2 voltage 400 V,	

# ГУ-93Б

## ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД TETRODE

абсолютное значение (при напряжениях анода 4000 В, сетки второй 400 В, токе анода 20 мА), В, не более	240
Межэлектродные емкости в схеме с общим катодом, пФ, не более:	
входная	100
выходная	20
проходная	0,1

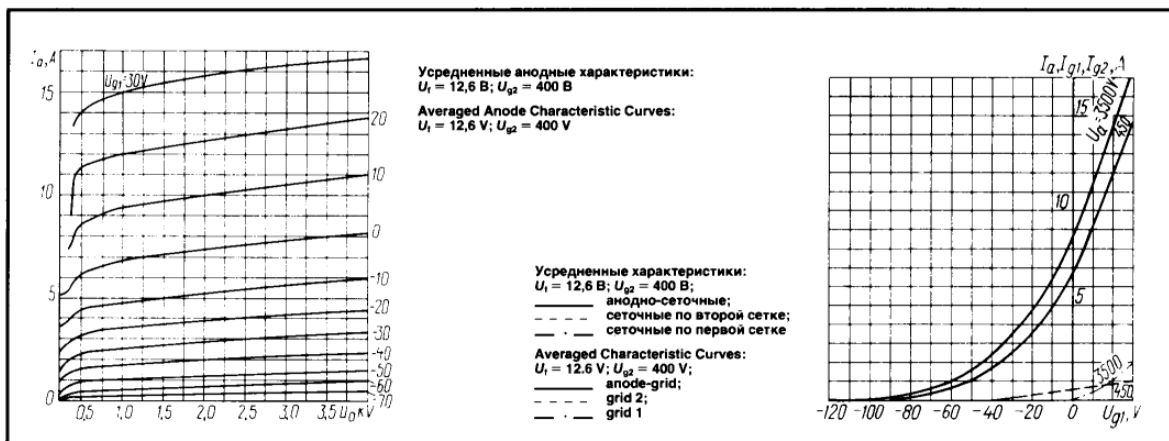
anode current 20 mA), V, at most	240
Inter-electrode capacitance in a grounded-cathode circuit, pF:	
input, at most	100
output, at most	20
transfer, at most	0.1

### Максимальные предельно допустимые эксплуатационные данные

Напряжение накала (= или ~), В:	
наибольшее	13,2
наименьшее	12
Наибольшее напряжение анода, В:	
постоянное	3800
мгновенное значение	6500
Наибольшее напряжение второй сетки (постоянное), В	450
Наибольшее отрицательное напряжение первой сетки (постоянное, абсолютное значение), В	250
Наибольший ток анода, А:	
постоянная составляющая в режиме класса В	2
мгновенное значение в режиме синхроимпульса	9
Наибольший ток первой сетки (постоянная составляющая), мА	100
Наибольшая рассеиваемая мощность, Вт:	
анодом	4000
второй сеткой	20
первой сеткой	5
Наибольшая рабочая частота, МГц	250
Наименьшее время разогрева катода, с	240
Наибольшая температура оболочки в наиболее горячей точке, °C	200

### Limit Operating Values

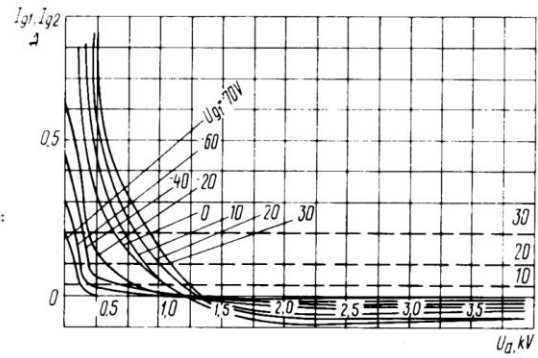
Heater voltage (AC or DC), V	13.2–12
Anode voltage, V:	
DC	3,800
instantaneous value	6,500
Grid 2 voltage (DC), V	450
Negative grid 1 voltage (DC, absolute value), V	250
Anode current, A:	
DC component under conditions of class B	2
instantaneous value in the sync pulse mode	9
Grid 1 current (DC component), mA	100
Dissipation, W:	
anode	4,000
grid 2	20
grid 1	5
Operating frequency, MHz	250
Minimum cathode heating time, s	240
Temperature at hottest point of envelope, °C	200



# ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД TETRODE

ГУ-93Б

Усредненные сеточно-анодные характеристики:  
 $U_1 = 12,6 \text{ В}; U_{g2} = 400 \text{ В}$   
 Averaged Grid-Anode Characteristic Curves:  
 $U_1 = 12.6 \text{ V}; U_{g2} = 400 \text{ V}$



# ГУ-78Б

## ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД TETRODE

Генераторный тетрод ГУ-78Б предназначен для усиления мощности в усилителях с распределенным усилением и усилителях однополосного сигнала на частотах до 250 МГц в радиотехнических устройствах производственно-технического назначения.

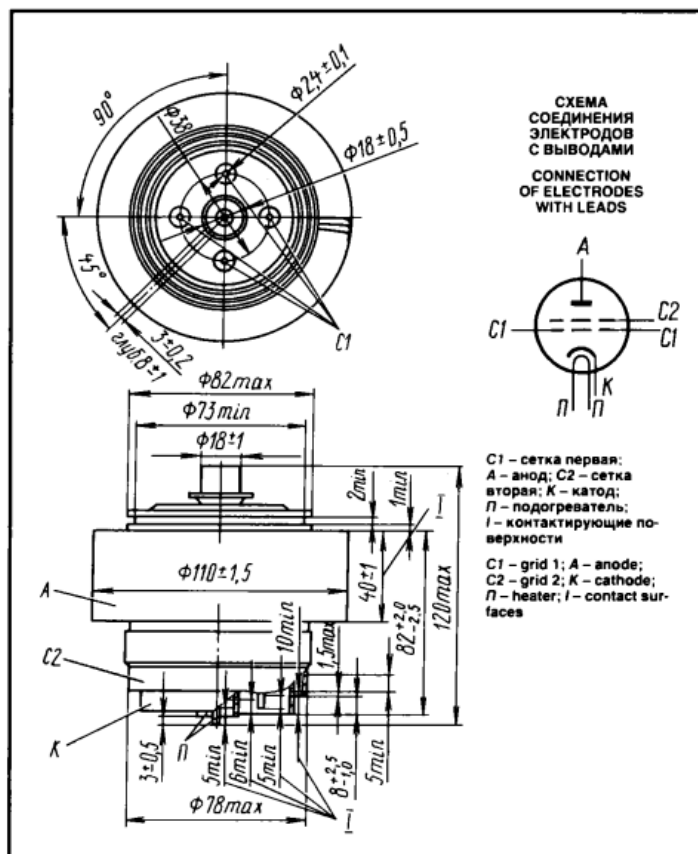
### ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Катод – оксидный косвенного накала.  
Оформление – металлокерамическое с кольцевыми выводами катода, сетки второй, анода и штыревыми выводами сетки первой.  
Охлаждение – воздушное принудительное.  
Высота не более 120 мм.  
Диаметр не более 111 мм.  
Масса не более 1,8 кг.

### GENERAL

Cathode: indirectly heated, oxide-coated.  
Envelope: metal ceramic, with ring leads of cathode, grid 2 and anode and pin leads of grid 1.  
Cooling: forced air.  
Height: at most 120 mm.  
Diameter: at most 111 mm.  
Mass: at most 1.8 kg.

The ГУ-78Б tetrode is used for power amplification in distributed amplifiers and single-sideband signal amplifiers at frequencies up to 250 MHz, in RF industrial engineering equipment.



### ДОПУСТИМЫЕ ВОЗДЕЙСТВУЮЩИЕ ФАКТОРЫ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Вибрационные нагрузки:	
диапазон частот, Гц	1–60
ускорение, $\text{m/s}^2$	20
Многочрезные ударные нагрузки с	
ускорением, $\text{m/s}^2$	150
Температура окружающей среды, $^{\circ}\text{C}$	–60 – +70
Относительная влажность воздуха при	
температуре до +25 $^{\circ}\text{C}$ (без конденсации	
влаги), %	98

### OPERATING ENVIRONMENTAL CONDITIONS

Вибрационные нагрузки:	
frequencies, Hz	1–60
acceleration, $\text{m/s}^2$	20
Multiple impacts with acceleration, $\text{m/s}^2$	150
Ambient temperature, $^{\circ}\text{C}$	–60 to +70
Relative humidity at up to +25 $^{\circ}\text{C}$ without	
moisture condensation, %	98

### ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ Электрические параметры

Напряжение накала (~ или =), В	27
Ток накала, А	3,4–4
Напряжение, В:	
анода	1,7–10 <sup>3</sup>
сетки второй	300
смещения сетки первой	минус 51–25
запирания (при напряжениях	

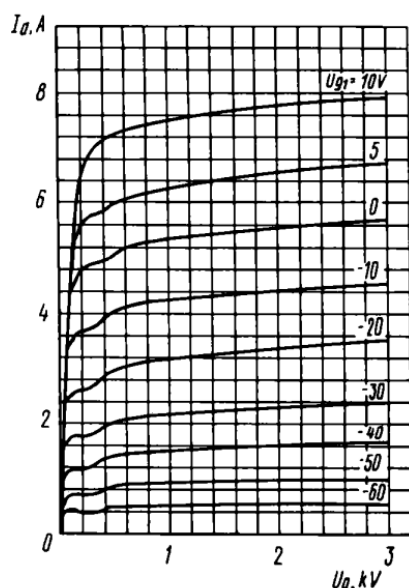
### BASIC DATA Electrical Parameters

Heater voltage (AC or DC), V	27
Heater current, A	3.4–4
Anode voltage, kV	1.7
Grid 2 voltage, V	300
Negative grid 1 bias voltage, V	51–25
Negative cutoff voltage (at anode voltage	
3 kV, anode current 20 mA),	

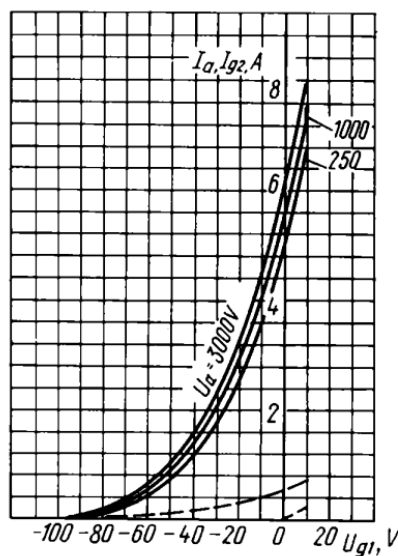
# ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД TETRODE

## ГУ-78Б

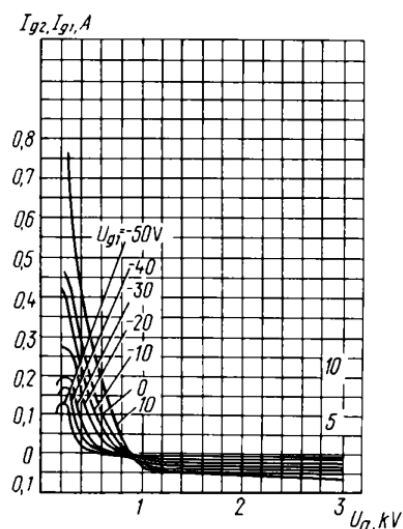
анода 3 кВ, токе анода 20 мА), абсолютное значение	минус 150	absolute value, V	-150
Ток, мА:		Anode current, A	1.5
анода	$1,5 \cdot 10^3$	Anode current at zero grid 1 voltage (at anode voltage 250 V), mA, at most	4.2
анода нулевой (при напряжениях анода 250 В, сетки первой 0 В), не менее	4,2	Grid 2 current at zero grid 1 voltage (at anode voltage 250 V), mA, at most	0.9
сетки второй нулевой (при напряжениях анода 250 В, сетки первой 0 В), не более	0,9	Mutual conductance, mA/V	40-80
Крутизна характеристики, мА/В	40-80	Output power under amplification of class AB <sub>1</sub> , kW:	
Выходная мощность в режиме усиления класса АВ <sub>1</sub> , кВт, не менее:		at heater voltage 27 V, at least	2.5
при напряжении накала 27 В	2,5	at heater voltage 25.7 V, at least	2.2
при напряжении накала 25,7 В	2,2	Common-cathode interelectrode capacitance, pF:	
Межэлектродные емкости по схеме с общим катодом, пФ:		input	100-150
входная	100-150	output	15-30
выходная	15-30	transfer, at most	0.25
проходная, не более	0,25		



Усредненные анодные характеристики:  
 $U_i = 27 \text{ В}; U_{g2} = 300 \text{ В}$   
Averaged Anode Characteristic Curves:  
 $U_i = 27 \text{ В}; U_{g2} = 300 \text{ В}$



Усредненные характеристики:  
 $U_i = 27 \text{ В}; U_{g2} = 300 \text{ В};$   
— анодно-сеточные;  
--- сеточные (по сетке второй);  
- - - сеточные (по сетке первой)  
Averaged Characteristic Curves:  
 $U_i = 27 \text{ В}; U_{g2} = 300 \text{ В};$   
— anode grid;  
--- grid 2;  
- - - grid 1



Усредненные сеточно-анодные характеристики:  
 $U_i = 27 \text{ В}; U_{g2} = 300 \text{ В};$   
— ток сетки второй;  
--- ток сетки первой  
Averaged Grid-Anode Characteristic Curves:  
 $U_i = 27 \text{ В}; U_{g2} = 300 \text{ В};$   
—  $I_{g2}$ ;  
---  $I_{g1}$

# ГУ-78Б

## ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД TETRODE

### Максимальные предельно допустимые эксплуатационные данные

Напряжение накала, (~или =), В .....	25,7–28,3
Напряжение анода, В:	
постоянное .....	3200
мгновенное значение .....	6200
Напряжение второй сетки (постоянное), В .....	350
Отрицательное напряжение сетки первой (постоянное абсолютное значение), В .....	150
Напряжение катод-подогреватель (при различной полярности, абсолютное значение), В .....	150
Ток катода (постоянная составляющая), мА .....	2200
Ток первой сетки (постоянная составляющая), мА .....	25
Рассеиваемая мощность, Вт:	
анодом .....	2500
второй сеткой .....	30
первой сеткой .....	1
Частота, МГц .....	250
Время разогрева катода, с .....	240
Температура оболочки в наиболее горячей точке, °C .....	200

### Limit Operating Values

Heater voltage (AC or DC), V .....	25.5–28.3
Anode voltage, V:	
DC .....	3,200
instantaneous value .....	6,200
Grid 2 voltage (DC), V .....	350
Negative grid 1 voltage (DC, absolute value), V .....	150
Cathode-heater voltage (either polarity, absolute value), V .....	150
Cathode current (DC component), mA .....	2,200
Grid 1 current (DC component), mA .....	25
Dissipation, W:	
anode .....	2,500
grid 2 .....	30
grid 1 .....	1
Operating frequency, MHz .....	250
Cathode heating time, s .....	240
Envelope temperature at hottest point, °C .....	200

**ГУ-73П**

124



# ГУ-73П

## ГЕНЕРАТОРНЫЙ ТЕТРОД TETRODE

третьего и пятого порядков (при напряжении анода 3 кВ, напряжении сетки второй 300 В, токе анода 750 мА, токе сетки второй не более 110 мА),	
дБ, не более	-30
Время готовности, с, не более	210
Колебательная мощность в режиме класса АВ <sub>1</sub> (при напряжении анода 3 кВ, напряжении сетки второй 300 В, токе анода 750 мА, токе сетки второй не более 110 мА), кВт, не менее	2,5
Межэлектродные емкости, пФ, не более:	
входная	190
выходная	27
проходная	0,2

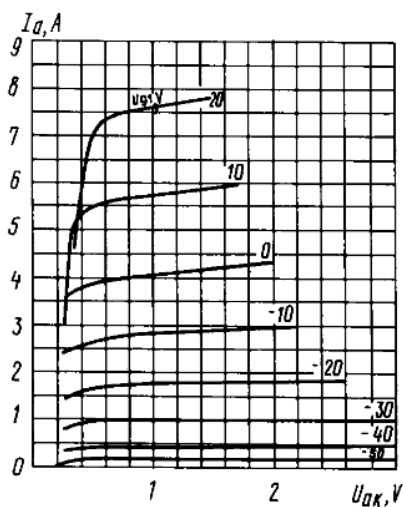
### Максимальные предельно допустимые эксплуатационные данные

Напряжение накала, В	24,7–27,3
Наибольшее напряжение, В:	
анода, постоянное	3·10 <sup>3</sup>
сетки второй, постоянное	325
отрицательное сетки первой	150
Наибольшая мощность, рассеиваемая анодом, кВт:	
при усилении однополосного сигнала	2,5
при усилении телевизионного сигнала	3,5
Рассеиваемая мощность наибольшая, Вт:	
сеткой второй	35
сеткой первой	5
Наибольший ток, А:	
катода (постоянная составляющая)	2,2
анода (мгновенное значение)	7
Наибольшая рабочая частота, МГц	250
Наибольшая температура анода, ножки и спаев, °C	200

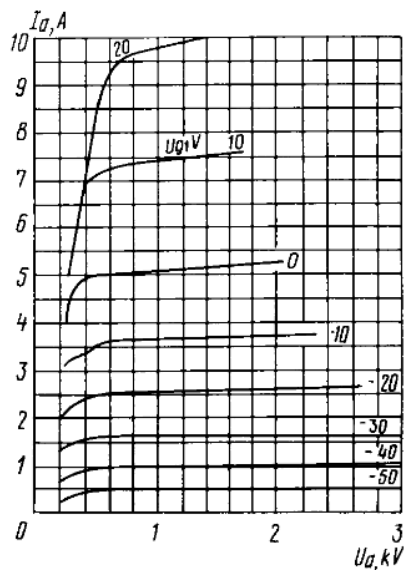
Warm up time, s, at most	210
Oscillatory power under conditions of class АВ <sub>1</sub> (at anode voltage 3 kV, grid 2 voltage 300 V, anode current 750 mA, grid 2 current at most 110 mA), kW, at least	2.5
Interelectrode capacitance, pF, at most:	
input	190
output	27
transfer	0.2

### Limit Operating Values

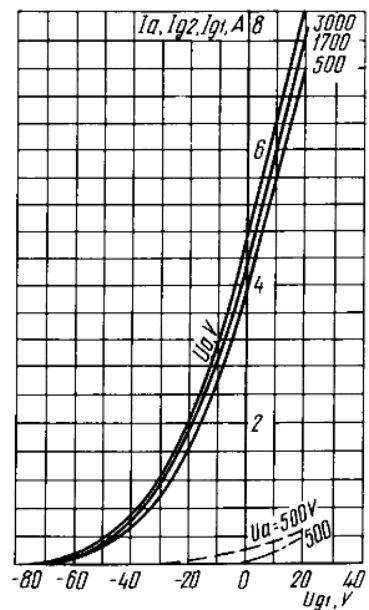
Heater voltage, V	24.7–27.3
Anode voltage (DC), kV	3
Grid 2 voltage (DC), V	325
Negative grid 1 voltage, V	150
Anode dissipation, kW:	
single-sideband signal amplification	2.5
TV signal amplification	3.5
Grid 2 dissipation, W	35
Grid 1 dissipation, W	5
Cathode current (DC component), A	2.2
Anode current (instantaneous value), A	7
Operating frequency, MHz	250
Temperature at anode, stem and seals, °C	200



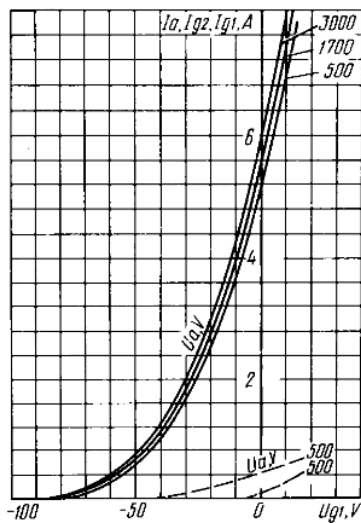
Усредненные анодные характеристики:  
 $U_1 = 26 \text{ B}; U_{q2} = 250 \text{ B}$   
 Averaged Anode Characteristic Curves:  
 $U_1 = 26 \text{ V}; U_{q2} = 250 \text{ V}$



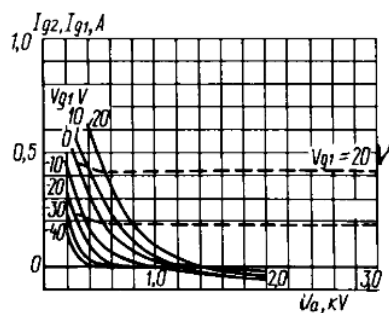
Усредненные анодные характеристики:  
 $U_1 = 26 \text{ B}; U_{q2} = 300 \text{ B}$   
 Averaged Anode Characteristic Curves:  
 $U_1 = 26 \text{ V}; U_{q2} = 300 \text{ V}$



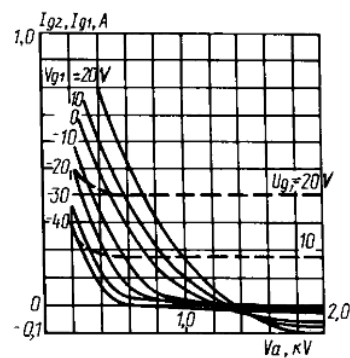
Усредненные характеристики:  
 $U_1 = 26 \text{ B}; U_{q2} = 250 \text{ B}$   
 — анодно-сеточные;  
 - - - сеточные (по сетке второй);  
 . . . сеточные (по сетке первой)  
 Averaged Characteristic Curves:  
 $U_1 = 26 \text{ V}; U_{q2} = 250 \text{ V}$   
 — anode-grid;  
 - - - grid 2;  
 . . . grid 1



Усредненные характеристики:  
 $U_1 = 26 \text{ B}; U_{q2} = 300 \text{ B}$   
 — анодно-сеточные;  
 - - - сеточные (по сетке второй);  
 . . . сеточные (по сетке первой)  
 Averaged Characteristic Curves:  
 $U_1 = 26 \text{ V}; U_{q2} = 300 \text{ V}$   
 — anode-grid;  
 - - - grid 2;  
 . . . grid 1



Усредненные сеточно-анодные характеристики:  
 $U_1 = 26 \text{ B}; U_{q2} = 250 \text{ B}$   
 — ток сетки второй ( $I_{g2}$ );  
 - - - ток сетки первой ( $I_{g1}$ )  
 Averaged Grid-Anode Characteristic Curves:  
 $U_1 = 26 \text{ V}; U_{q2} = 250 \text{ V}$   
 — ( $I_{g2}$ );  
 - - - ( $I_{g1}$ )



Усредненные сеточно-анодные характеристики:  
 $U_1 = 26 \text{ B}; U_{q2} = 300 \text{ B}$   
 — ток сетки второй ( $I_{g2}$ );  
 - - - ток сетки первой ( $I_{g1}$ )  
 Averaged Grid-Anode Characteristic Curves:  
 $U_1 = 26 \text{ V}; U_{q2} = 300 \text{ V}$   
 — ( $I_{g2}$ );  
 - - - ( $I_{g1}$ )

## Практичне заняття №9 Розрахунок попереднього транзисторного каскаду підсилення потужності радіопередавального пристрою системи радіозв'язку.

**1. Мета заняття:** оволодіти методикою розрахунку транзисторних високочастотних генераторів із зовнішнім збудженням.

### Література:

1. Проектирование радиопередающих устройств; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь., 2003, 2000, 1993, 1993гг.
2. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ; Под ред. Г.М.Уткина. – М.: Сов. радио. 1979.
3. Шумилин М. С., Головин О. В. Радиопередающие устройства. Учебник для техникумов. — М.: Высшая школа, 1981. — 293 с.
4. Лапицкий Е, Г. и др. Расчет диапазонных радиопередатчиков. – Л.: Энергия. 1974.
5. Минаев М.И. Радиопередающие устройства СВЧ. Минск: Высшая школа, 1978.
6. Окунь Е.Л. Радиопередающие устройства. – М: Советское радио, 1973.
7. Бетин Б.Г. Радиопередающие устройства. – М: Высшая школа, 1972.
8. Пахлавян А.Н. Радиопередающие устройства. – М: Связь, 1974.
9. Линде Д.П. Радиопередающие устройства. – М: Энергия. 1974.
10. Булычев А. Л. Справочник по электровакуумным приборам. – Минск: Изд-во «Беларусь», 1982.

### 2. Вихідні дані для розрахунку

<i>Номер варіанту</i>	<i>Вихідна потужність підсилювача, Вт</i>	<i>Робоча частота, МГц</i>	<i>Кут відсічки імпульсу колекторного струму, град</i>	<i>Тип активного пристрою</i>
1	10	100	60	КТ922Г
2	10	150	90	КТ925Г
3	20	75	60	КТ922Б
4	20	60	75	КТ925В
5	15	200	75	КТ925Б
6	7,5	250	120	КТ925Г
7	10	250	90	КТ925Г
8	10	200	60	КТ925В
9	15	50	75	КТ922Г
10	15	80	90	КТ925Г
11	20	150	120	КТ922Д

<i>Номер варіанту</i>	<i>Вихідна потужність підсилювача, Вт</i>	<i>Робоча частота, МГц</i>	<i>Кут відсічки імпульсу колекторного струму, град</i>	<i>Тип активного пристрою</i>
12	20	250	75	КТ925В
13	25	80	90	КТ922Д
14	20	150	60	КТ922Б
15	10	125	40	КТ925В
16	15	100	40	КТ922Г
17	20	200	60	КТ925В
18	7,5	50	90	КТ925Г
19	5	100	120	КТ922А
20	10	200	90	КТ925В
21	20	200	40	КТ922Д
22	15	500	40	КТ925Г
23	20	250	60	КТ925В
24	10	200	120	КТ922Г
25	5	150	75	КТ922Б
26	15	75	75	КТ922Б
27	30	150	90	КТ922Д
28	35	100	40	КТ922В
29	15	150	60	КТ925Г
30	35	250	90	КТ922В
31	25	250	90	КТ922Д
32	20	75	75	КТ925В
33	20	125	60	КТ922Б
34	10	200	120	КТ925Г
35	7,5	225	120	КТ922Г
36	5	250	90	КТ925В
37	20	200	40	КТ922Б
38	20	125	60	КТ925В
39	15	100	40	КТ922Г
40	10	75	75	КТ922Б
41	20	100	90	КТ925В
42	15	250	75	КТ925Г
43	15	50	120	КТ922Г
44	10	75	40	КТ925Г
45	10	125	60	КТ922Г
46	25	100	75	КТ922Д
47	30	175	90	КТ922Д
48	35	150	90	КТ922В
49	30	100	75	КТ922Д
50	20	250	90	КТ925В
51	7,5	250	120	КТ925Г

<i>Номер варіанту</i>	<i>Вихідна потужність підсилювача, Вт</i>	<i>Робоча частота, МГц</i>	<i>Кут відсічки імпульсу колекторного струму, град</i>	<i>Тип активного пристрою</i>
52	10	125	120	КТ922Г
53	15	150	120	КТ925Г
54	15	200	40	КТ922Г
55	25	75	60	КТ922Д
56	25	50	90	КТ922В
57	30	125	75	КТ922Д
58	35	200	75	КТ922В
59	20	150	60	КТ925В
60	12,5	100	40	КТ925Г
61	15	75	75	КТ922Б
62	17,5	150	120	КТ925В
63	22,5	200	90	КТ922Д
64	25	150	60	КТ922В
65	20	100	120	КТ925В
66	25	125	120	КТ922Д
67	25	250	90	КТ922В
68	7,5	150	120	КТ925Г
69	10	250	90	КТ922Г
70	12,5	100	90	КТ925Г
71	35	150	60	КТ922Д
72	20	250	75	КТ922Б
73	5	75	40	КТ922А
74	20	100	60	КТ925В
75	20	150	75	КТ922Б
76	22,5	200	120	КТ922Д
77	30	250	90	КТ922В
78	25	150	90	КТ922Д
79	12,5	250	40	КТ922Г
80	10	200	60	КТ925Г
81	5	100	40	КТ925Б
82	7,5	250	40	КТ925Г
83	12,5	200	60	КТ922Г
84	20	250	120	КТ922Б
85	20	250	90	КТ925В
86	30	150	60	КТ922Д

## 2.1 Розподіл варіантів завдання

Надається викладачем.

## 2.2 Завдання для розрахунку

Відповідно до варіанту завдання з використанням ВАХ заданого активного пристрою виконати розрахунок нижченаведених параметрів підсилювача (генератора із зовнішнім збудженням):

- 1) коефіцієнт використання колекторної напруги
  - 2) амплітуду колекторної ВЧ напруги:
  - 3) пікове значення напруги колектор-емітер:
  - 4) амплітуду 1-ї гармоніки колекторного струму:
  - 5) амплітуду імпульсу колекторного струму:
  - 6) постійну складову колекторного струму:
  - 7) потужність, що споживається колекторним ланцюгом:
  - 8) потужність, що розсіюється колектором:
  - 9) коефіцієнт корисної дії;
  - 10) опір навантаженого колекторного ланцюга, необхідний для реалізації розрахованого режиму роботи:
  - 11) коефіцієнт підсилення транзистора за потужністю;
  - 12) потужність вхідного сигналу:
  - 13) амплітуду першої гармоніки струму бази:
  - 14) амплітуду вхідної ВЧ напруги база-емітер:
  - 15) напругу зсуву на базі;
  - 16) вхідний опір по 1-ій гармоніці сигналу;
7. За допомогою ВАХ побудувати часову форму імпульсу колекторного струму, а також часову форму вхідної та вихідної напруг підсилювача.
8. Розрахувати параметри вхідної та вихідної резонансної системи (індуктивність та ємність коливального контуру, опір втрат в контурі) підсилювача для заданої робочої частоти підсилювача (першої гармоніки колекторного та базового струмів).
9. Розрахувати номінали дроселів та блокувальних конденсаторів ланцюгів живлення підсилювача.
10. Зобразити на форматі А3 або А4 принципову електричну схему підсилювача потужності із вказанням назв всіх елементів та їх номіналів.

### **Примітка:**

*Для навчальних груп ТЗ на відміну від гр. ТІ практичне заняття №9 є ще 2-ою частиною розрахунково-графічної роботи (домашньої контрольної роботи), тому оцінюється двічі: викладачем, що проводить практичне заняття – як практичне заняття, викладачем що читає лекції – як відповідна частина розрахунково-графічної роботи.*

### 3. Основні відомості про транзисторні ГЗЗ

#### 3.1. Типи потужних транзисторів, що використовуються в генераторах

В ГЗЗ можуть використовуватись *біполярні* та *польові* транзистори.

У *біполярних транзисторах* відбувається перенос як основних носіїв заряду в напівпровіднику, так і не основних; в *польових* - тільки основних. Управління струмом приладу в біполярних транзисторах здійснюється за рахунок заряду неосновних носіїв, що накопичуються в базовій області; в польових – за рахунок дії електричного поля на потік носіїв заряду, що рухаються в напівпровідниковому каналі, причому поле направлено перпендикулярно цьому потоку.

Для збільшення потужності приладу в біполярних транзисторах використовують багатомітерну структуру, а в польових - багатоканальну. Матеріалом для потужних ВЧ транзисторів обох типів служить кремній, в НВЧ приладах застосовують також арсенід галію.

Завдання підвищення вихідної потужності сигналу і максимальної частоти підсилення в напівпровідниковому приладі вирішена шляхом створення кремнієвих і арсенід-галієвих транзисторів з багатомітерною і багатоканальною структурою. Інший напрямок у розвитку генераторних транзисторів пов'язаний з підвищенням їх лінійних властивостей при підсиленні сигналів підвищеної потужності. У табл.3.1 наведено чотири основних параметри - максимальна частота підсилення  $f$ , вихідна потужність  $P_1$ , коефіцієнт підсилення за потужністю  $K_p$ , ККД декількох типів ВЧ потужних біполярних і польових транзисторів.

Основні відомості для потужних транзисторів, необхідні для аналізу роботи ГЗЗ, наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Тип транзистора	Частота, МГц	Потужність $P_1$ , Вт	Коефіцієнт підсилення, дБ	ККД, %
КТ927В (біполярний)	30	75	15	50
КП904А (польовий)	60	50	20	55
КТ922В (біполярний)	175	40	7	60
КТ931А (біполярний)	175	80	7	60
КТ930В (біполярний)	400	75	7	50

#### 3.2. Біполярні транзистори

**Принцип дії.** Біполярні транзистори діляться на дві великі групи: типу *n-p-n* і *p-n-p*. Під *n* розуміється електронна провідність матеріалу, під *p* - діркова. Потужні біполярні транзистори є, як правило, типу *n-p-n*.

В основі роботи біполярного транзистора типу *n-p-n* лежать три явища:

інжекція електронів з емітера в область бази, їх накопичення в базовій області (по відношенню до провідності типу  $p$  електрони стають не основними носіями заряду) і перенесення електронів під дією зовнішнього електричного поля з бази до колектора (рис.3.1, а). Тут мають місце два обмеження, що не дозволяють збільшувати потужність приладу при одночасному підвищенні частоти сигналу. Перше обмеження пов'язане з граничною швидкістю руху електронів в напівпровіднику. Так, для кремнію ця швидкість, що залежить від напруженості електричного поля, не перевищує  $V_{нас} = 10^7$  см/с (рис. 7.1, б). Друге обмеження пов'язане з граничним значенням напруженості електричного поля  $E_{пр}$ , при перевищенні якого настає електричний пробій. У кремнія  $E_{пр} = 2 \cdot 10^5$  В / с.

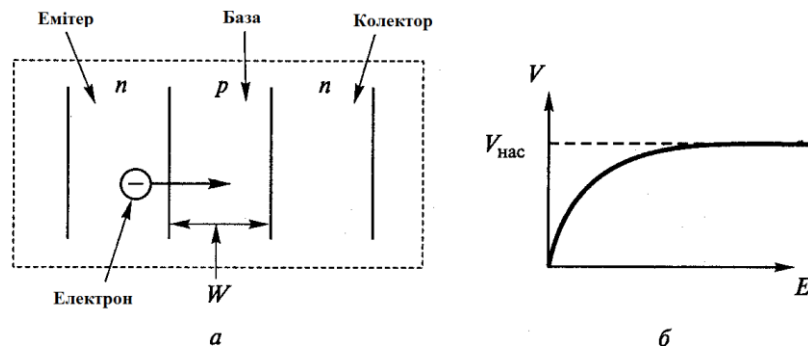


Рис. 7.1. Залежність швидкості руху електронів в напівпровіднику від напруженості електричного поля.

Гранична частота підсилення транзистора  $f_{ГП}$  безпосередньо пов'язана з часом перенесення носіїв заряду  $\tau_T$  через базову область товщиною  $W$  (рис. 3.1,а):

$$f_{ГП} = 1/(2\pi\tau_T) = V_{НАС}/(2\pi W), \quad (3.1)$$

де  $\tau_T = W/V_{НАС}$  - час перенесення носіїв через базу.

Для напруженості електричного поля запишемо (3.1)

$$E = U_K/W < E_{пр}, \quad (3.2)$$

де  $U_K$  - напруга колектор-база.

Спільно вирішивши рівняння (3.1), (3.2) з урахуванням зазначених значень  $V_{НАС}$  та  $E_{пр}$  і прийняв  $E = 0,6 E_{пр}$ , отримаємо:

$$U_K f_{ГП} = 10^{11} \text{ В} \cdot \text{Гц} = 100 \text{ В} \cdot \text{ГГц}, \quad (3.3)$$

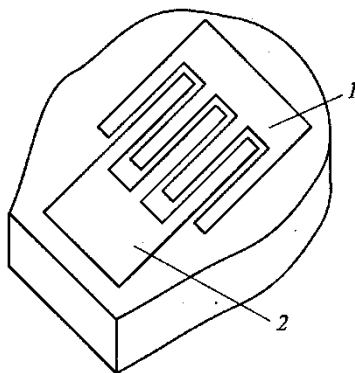
яке визначає граничні можливості біполярного транзистора. Згідно (3.3) чим вище частота, тим менша повинна бути напруга живлення, а отже, і потужність біполярного транзистора. Так, при напрузі живлення колектора транзистора  $U_K = 20$  В його гранична частота підсилення складе  $f = 5$  ГГц.

За допомогою спеціальної, дуже складної технології при створенні НВЧ транзисторів вдалося наблизитися до теоретичної межі, що визначається



співвідношенням (3.3). Як приклад вкажемо, що в транзисторі  $f_{ГР}=400$  МГц товщина базової області  $W=0,7$  мкм; при  $f_{ГР}=1...2$  ГГц  $W=0,2...0,3$  мкм.

Крім двох названих (гранична швидкість переносу носіїв заряду і допустима напруженість електричного поля), є ще два обмежувальних фактора, що не дозволяють збільшити потужність транзистора: допустима температура *p-n-переходу* (у кремнії не вище  $150...200^{\circ}\text{C}$ ) і ефект відтиснення. Сутність останнього зводиться до того, що зі зростанням щільності струму перенесення носіїв заряду відтісняється до зовнішнього краю емітера. В результаті значення струму визначається периметром, а не площею емітера, що не дозволяє збільшувати потужність з підвищенням частоти. Останнє обмеження вдалося подолати шляхом створення так званих багатоемітерних структур, в яких істотно збільшений периметр емітера без збільшення його площі. Одна з таких структур, звана *полосковою*, показана на рис.3.2.



*Рис. 7.2. Полоскова, багатоемітерна структура p-n-перехода*

У цій структурі емітер *1* має гребінчасту структуру. Таку ж форму мають контактні площадки висновків бази *2*. Колектор в приладі загальний.

Загальна кількість полосків-емітерів в приладі може досягати декількох десятків.

Як приклад наведемо параметри типового НВЧ транзистора полоскового типу: розміри однієї емітерної смужки  $16 \times 240$  мкм; число полосків-емітерів 18; площа колектора  $0,22 \text{ мм}^2$ ; загальний периметр всіх емітерів 8 мм, площа  $0,065 \text{ мм}^2$ .

Для підвищення вихідної потужності НВЧ транзистора на одному кристалі розташовують кілька структур, а в одному корпусі розміщують кілька кристалів. Тепло, що розсіюється в кристалі транзистора, необхідно відвести на його корпус. При цьому забезпечується електрична ізоляція електродів щодо корпусу приладу, для чого використовується берилієва кераміка - діелектрик з високою

теплопровідністю (такий же, як у латуні). Залежно від схеми застосування в потужних транзисторах з корпусом з'єднується емітер або база. Зовнішній вигляд двох типів транзисторів показаний на рис. 3.3.

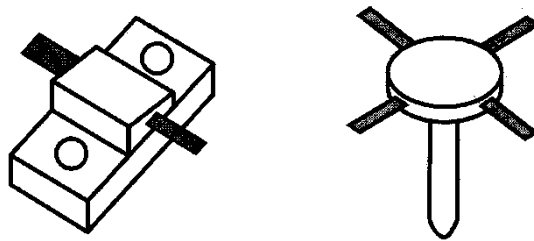


Рис.3.3. Зовнішній вигляд двох типів транзисторів.

Робота транзистора описується великим числом характеристик і параметрів, які дозволяють провести розрахунок режиму роботи приладу в каскадах різного призначення і встановити правильні умови його експлуатації. Розглянемо найбільш важливі характеристики і параметри потужних транзисторів з розсіюваною потужністю понад 3 ... 5 Вт.

**Статистичні, характеристики біполярного транзистора.** При схемі транзистора із загальним емітером розрізняють два види сімейств характеристик: *вихідні - залежності струму колектора від напруги колектор-емітер і струму бази*  $i_k = \Phi(u_{кэ}, i_б)$  (рис. 3.4, а) і *вхідні - залежності струму бази від напруги емітер-база і колектор-емітер*  $i_б = \Phi(u_{эб}, u_{кэ})$  (рис. 3.4, б). У кремнієвих транзисторів напруга відсічки  $E_б = 0,5 \dots 0,7$  В.

При зміні температури відбувається зміщення характеристик. Так, вхідна характеристика зміщується вліво при підвищенні температури і вправо з її зниженням.

Біполярний транзистор являє собою структуру з двох *p-n-переходів* (див. рис.3.1). Спочатку розглянемо окремо взятий *p-n-перехід*, статична характеристика якого описується функцією:

$$i = I_s (e^{u_{п}/\phi_T} - 1), \quad (3.4)$$

де  $I_s$  - зворотний струм, або струм насичення;  $u_{п}$  - напруга, прикладена до *p-n-переходу*;  $\phi_T = 25,6$  мВ - температурний потенціал.

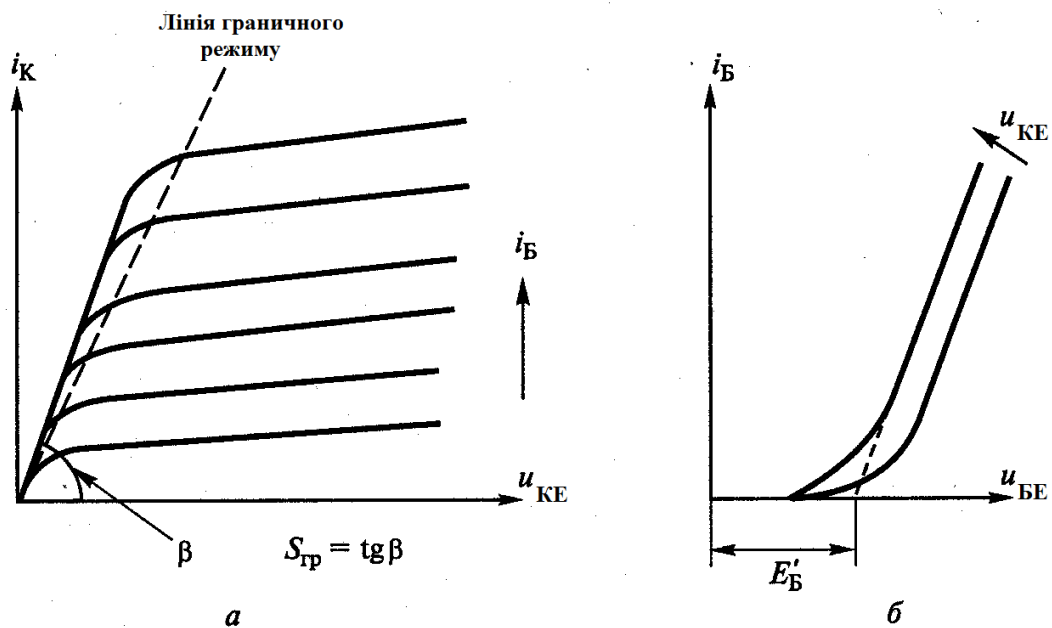


Рис. 3.4. Статистичні характеристики біполярного транзистора.

Статична характеристика *p-n-переходу* (3.4), наведена на рис.3.5, має дві ділянки: одна відповідає відкритому *p-n-переходу* при прикладенні до нього прямої напруги, інший - закритому *p-n-переходу* при зворотній напрузі. Зворотна напруга, що перевищує по абсолютній величині напругу  $U_{\text{проб}}$ , призводить до електричного пробою *p-n-переходу*.

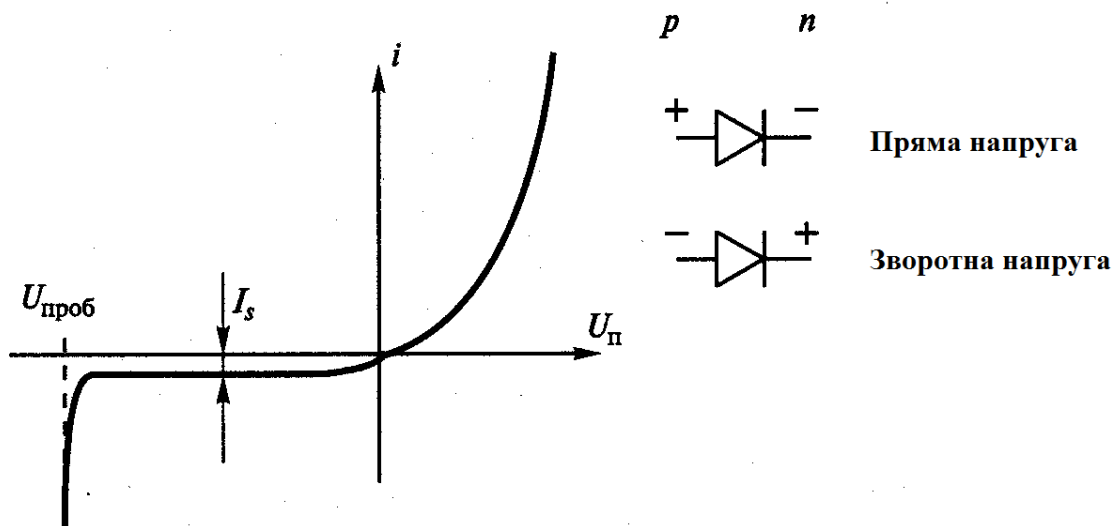


Рис. 3.5. Статистична характеристика *p-n-переходу*

Таблиця 3.2

Колекторний перехід - вид включення	Емітерний перехід - вид включення	Область на характеристиках
Зворотне	Зворотне	Відсічки (1)
Зворотне	Пряме	Активная (2)
Пряме	Пряме	Насичення (3)
Пряме	Зворотне	Інверсная (4)

У реальній моделі значення струму  $i$  обмежено опором активних втрат  $R_s$   $p$ - $n$ -переходу. Закритий  $p$ - $n$ -перехід характеризується бар'єрною, або зарядною, ємністю

$$C_{зар} = \frac{C_{н.зар}}{(1 + |u|/\varphi_0)^\gamma}, \quad (3.5)$$

де  $C_{н.зар}$  - початкова ємність  $p$ - $n$ -переходу;  $u$  - зворотна напруга, прикладена до  $p$ - $n$ -переходу;  $\varphi_0$  - контактна різниця потенціалів ( $\varphi_0$  - 0,5...0,8 В - для кремнія);  $\gamma$  - коефіцієнт переходу, що залежить від складу домішок в переході (зазвичай  $\gamma=0,5$ ). Графік функції (3.5) приведено на рис.3.6.

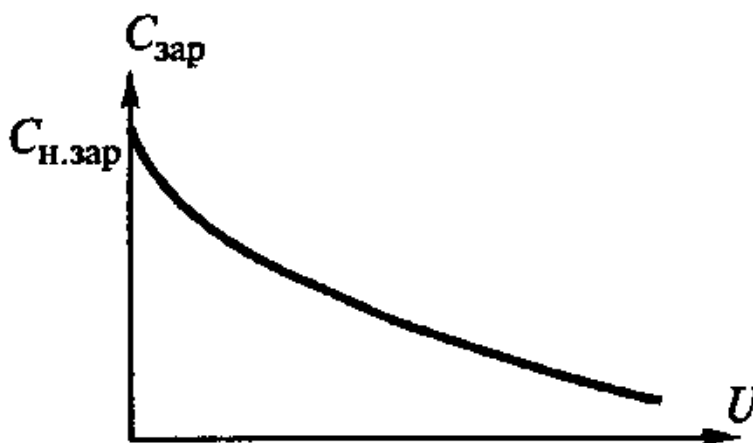


Рис.3.6. Залежність зарядної ємності від зворотної напруги.

Модель транзистора, як структура з двох  $p$ - $n$ -переходів, може бути представлена у вигляді, показаному на рис. 7.7.

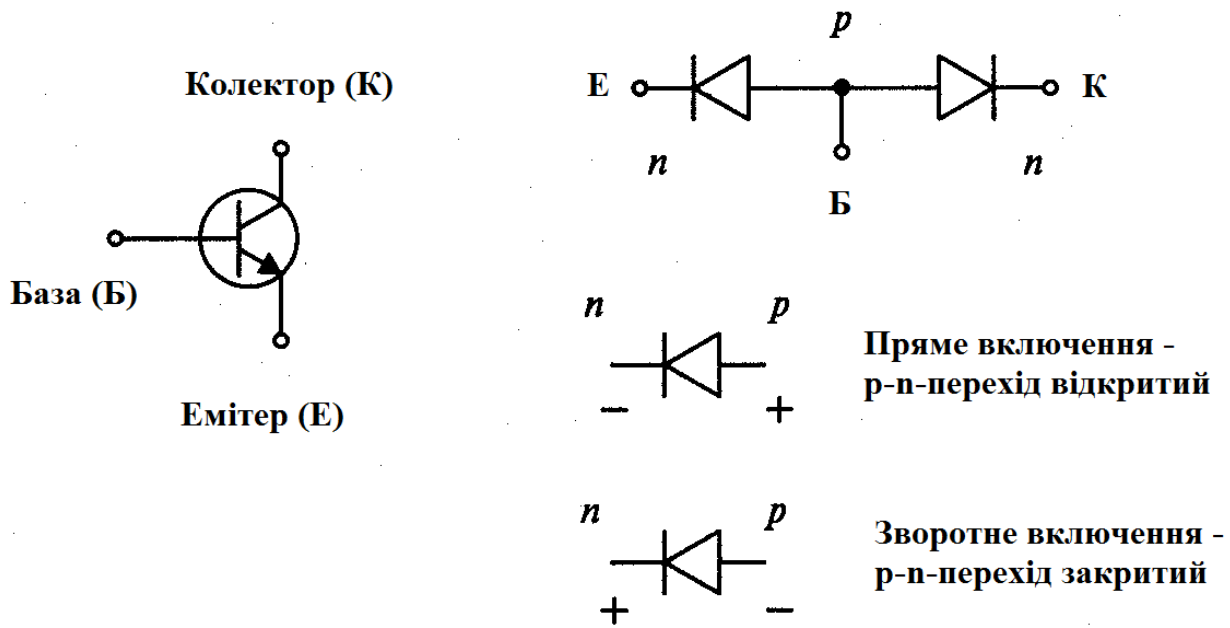


Рис.3.7. Модель транзистора із двох *p-n*-переходів.

Кожен з *p-n*-переходів може перебувати у відкритому чи закритому стані в залежності від прикладеної до нього напруги - прямої або зворотної. Таким чином, в залежності від того, яка напругу прикладена до емітерного і колекторного переходу - пряма або зворотна, можуть бути чотири стани біполярного транзистора, показані в табл.3.2, і відповідно чотири області на площині його статичних характеристик: відсічки (1), активна (2), насичення (3), інверсна (4) (рис. 7.8).

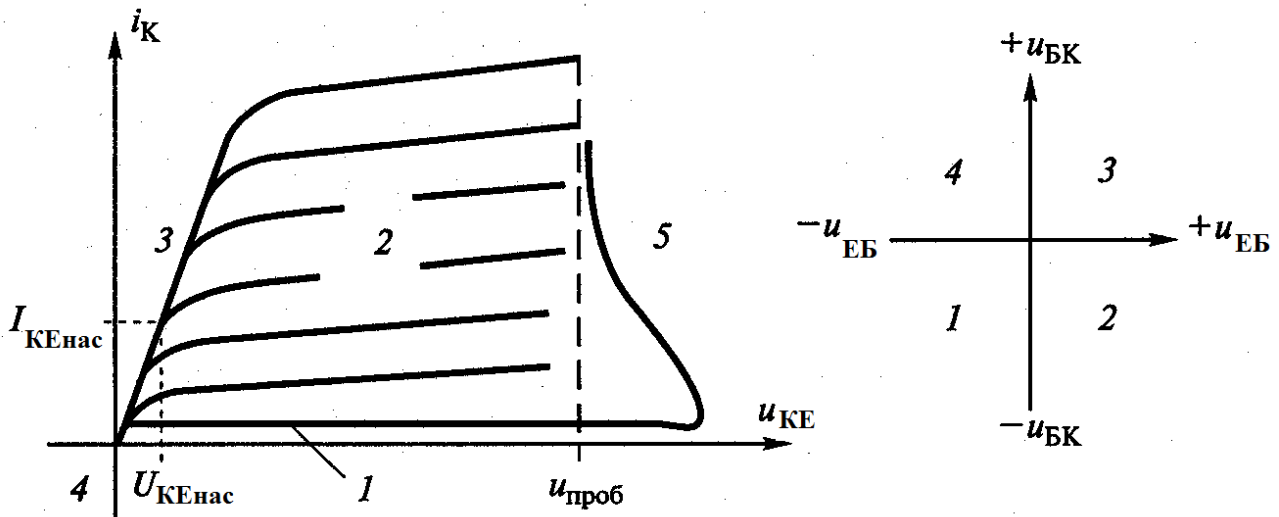


Рис. 7.8. Чотири стани біполярного транзистора

Область насичення (3) характеризується опором насичення:

$$r_{НАС} = u_{КЕнас} / i_{КЕнас}.$$

При зворотній напрузі, прикладеній до *p-n*-переходу, що перевищує зворотну

напругу  $U_{проб}$ , відбувається електричний пробій, супроводжуваний різким збільшенням носіїв заряду - їх лавинному множенню. Ця область позначена на рис.3.8 цифрою 5. Потрапляння в неї неприпустимо, оскільки пробій р-п-переходу є незворотнім явищем, що призводить до виходу приладу з ладу.

**Зарядова модель транзистора в схемі із загальною базою.** Процеси, які відбуваються в теоретичній моделі транзистора при роботі в активній області в схемі із загальною базою (рис.3.9, а; ЕЛ - електричний ланцюг), можуть бути описані двома рівняннями:

$$i_E = \frac{Q_B}{\tau_E} + \frac{dQ_E}{dt}; \quad (3.6)$$

$$i_K = i_{KT} = \frac{Q_B}{\tau_T}; \quad (3.7)$$

де  $Q_B$  - заряд бази;  $\tau_E$  - середній час життя неосновних носіїв заряду в області бази (в транзисторі типу п-р-п ними є електрони);  $i_{KT}$  - струм еквівалентного генератора в колекторному ланцюзі;  $\tau_T$  - час прольоту носіями заряду базової області, який визначається згідно (3.1).

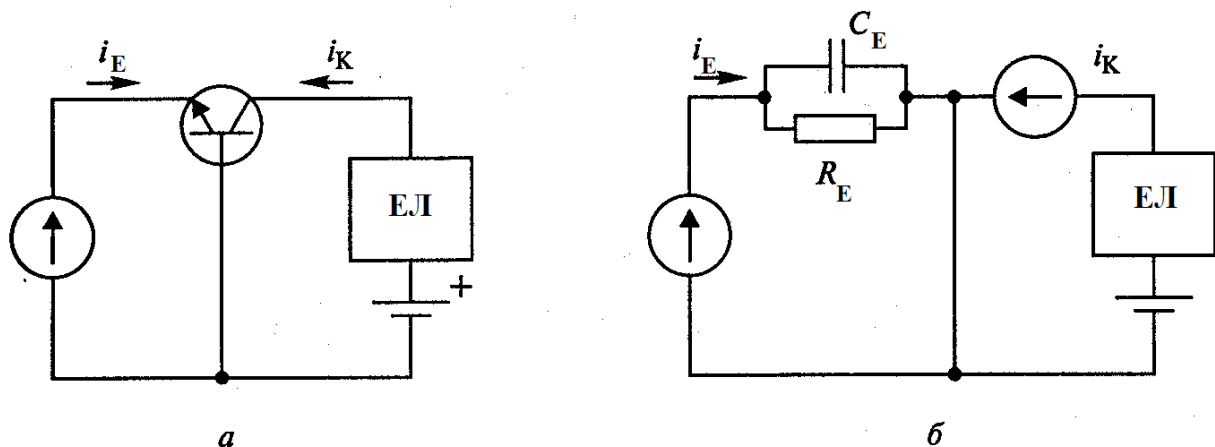


Рис. 7.9. Зарядова модель транзистора в схемі з спільною базою.

Рівняння (3.6) визначає накопичення заряду в базовій області, (3.7) - їх подальше перенесення до колектора під дією зовнішнього електричного поля. Для складання еквівалентної схеми транзистора розглянемо ланцюг з паралельно з'єднаних опору  $R$  і ємності  $C$  (рис. 7.10), для якого згідно з правилами електротехніки запишемо:

$$i = i_R + i_C; i = \frac{u}{R} + C \frac{du}{dt}; Q = Cu; i = \frac{Q}{CR} + \frac{dQ}{dt}.$$

З останнього виразу отримаємо:

$$i = \frac{Q}{\tau} + \frac{dQ}{dt}, \quad (3.8)$$

де  $Q$  - заряд, що накопичується ємністю;  $\tau = CR$  – постійна часу ланцюга.

Порівнюючи рівняння (3.6) і (3.8), встановлюємо їх повний збіг, що дозволяє зробити наступний висновок: еквівалентна схема відкритого р-п-переходу є паралельний ланцюг з опором  $R_E$  і ємності  $C_E$ , вираз яких і є постійна часу  $\tau_E = C_E R_E$ , де  $C_E$ ,  $R_E$  називаються дифузійною ємністю або опором відкритого емітерного переходу. Сказане дозволяє від схеми рис.3.9, а перейти до еквівалентної схеми рис.3.9, б.

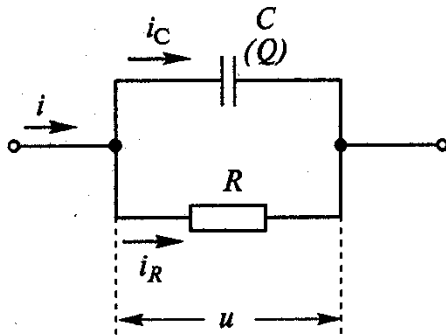


Рис. 3.10.

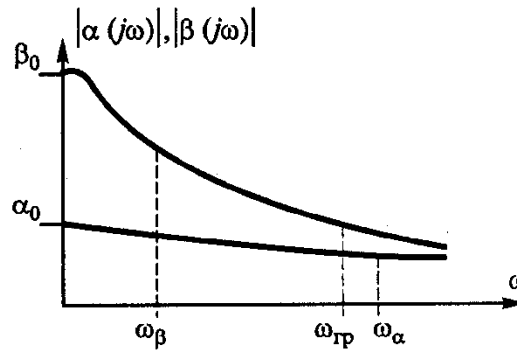


Рис. 3.11.

Спільно вирішуючи рівняння (3.6), (3.7), отримаємо диференціальне рівняння, що зв'яже струм на виході транзистора (струм колектора  $i_K$ ) з вхідним струмом (струм емітера  $i_E$ ):

$$i_E = \frac{1}{\alpha_0} i_K + \frac{1}{\omega_{GP}} \frac{di_K}{dt}, \quad (3.9)$$

де  $\alpha_0 = \frac{\tau_E}{\tau_T} = \frac{\omega_{GP}}{\omega_\alpha}$  - коефіцієнт передачі струму на низькій частоті в схемі із спільною базою ( $\alpha_0 < 1$ );  $\omega_{GP}$  - гранична частота, яка визначається відповідно до (3.1);  $\omega_\alpha$  - гранична частота в схемі із спільною базою.

В операційній формі рівняння (3.9) набуде вигляду

$$i_E(p) = \frac{1}{\alpha_0} i_K(p) + \frac{1}{\omega_{GP}} p i_K(p). \quad (3.10)$$

Формальною заміною  $p$  на  $j\omega$  із формули (3.10) отримаємо залежність коефіцієнта передачі струму в схемі із спільною базою від частоти:

$$\alpha(j\omega) = \frac{i_K(j\omega)}{i_E(j\omega)} = \frac{\alpha_0}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)}. \quad (3.11)$$

Для модуля тієї ж величини із (3.11) отримаємо

$$|\alpha(j\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\alpha)^2}}. \quad (3.12)$$

Графік функції (3.12) побудований на рис.3.11. Із нього випливає, що при частоті  $\omega = \omega_\alpha$  коефіцієнт передачі струму  $\alpha$  зменшується в 1,41 рази в порівнянні з його низькочастотним значенням  $\alpha_0 < 1$ .

Коефіцієнт підсилення за потужністю в схемі з спільною базою є вираз з коефіцієнтів підсилення за струмом  $K_I$ , і за напругою  $K_U$ :

$$K_p = \frac{P_{BIX}}{P_{BX}} = \frac{0,5|i_K||u_{KB}|}{0,5|i_E||u_{EB}|} = K_I K_U = |\alpha| K_U. \quad (3.13)$$

де  $K_I = |\alpha| < 1$

З (3.13) випливає, що в схемі із загальною базою коефіцієнт підсилення сигналу по потужності  $K_p < K_U$ .

**Зарядова модель транзистора в схемі із спільним емітером.** Процеси, які відбуваються в теоретичній моделі транзистора при роботі в активній області в схемі із спільним емітером (рис.3.12, а), можуть бути описані трьома рівняннями: (3.6), (3.7) і додатковим - для струму бази  $i_B$ , який є вхідним в даній схемою:

$$i_B = i_E - i_K. \quad (3.14)$$

Спільне рішення рівнянь (3.6), (3.7) і (3.14), проведене за тією ж методикою, що і в попередньому випадку, призводить до еквівалентної схеми, наведеної на рис. 3.12, б.

За аналогією з попереднім випадком для коефіцієнта підсилення по струму в схемі з спільним емітером і для модуля даної величини отримаємо:

$$\beta(j\omega) = \frac{i_K(j\omega)}{i_B(j\omega)} = \frac{\beta_0}{1 + j(\omega/\omega_\beta)}; \quad (3.15)$$

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}}, \quad (3.16)$$

де -  $\beta_0 = \frac{\tau_E}{\tau_T} = \frac{\omega_{TP}}{\omega_\beta} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$  коефіцієнт підсилення за струмом на низькій частоті в схемі із спільним емітером;  $\omega_\beta$  - гранична частота в схемі з спільним емітером.

Графік функції (3.16) побудований на рис.3.11. З нього випливає, що при частоті  $\omega = \omega_\beta$  коефіцієнт передачі струму зменшується в 1,41 рази в порівнянні з його низькочастотним значенням  $\beta_0 \gg 1$ .

При частоті  $\omega \gg \omega_\beta$  з (3.16) отримаємо:

$$\omega_T = |\beta|\omega. \quad (3.17)$$

Коефіцієнт підсилення по потужності в схемі з загальним емітером за аналогією з (3.13):



$$K_p = |\beta| K_U. \quad (3.18)$$

З порівняння (3.13) з (3.18) випливає, що коефіцієнт підсилення за потужністю в схемі з спільним емітером більше, ніж в схемі із спільною базою. Однак в області високих частот, близьких до граничної частоти як це випливає з наведених формул і графіків на рис.3.11, вони розрізняються мало. Гранична частота  $\omega_T$ , є найважливішим параметром, що характеризує частотні властивості транзистора. Значення  $\omega_T$ , можна визначити експериментальним шляхом згідно (3.17). Для цього слід виміряти модуль коефіцієнта підсилення по струму в схемі з спільним емітером (див. Рис.2.12, а) і помножити отримане значення на частоту, при якій проводилися вимірювання. Максимальна частота підсилення генератора, як правило, не перевищує значення  $\omega_T$ . При  $\omega = \omega_T$ , коефіцієнт підсилення потужних ВЧ і НВЧ біполярних транзисторів зазвичай знаходиться в межах 3 ... 6 дБ, тобто в 2 - 4 рази по потужності.

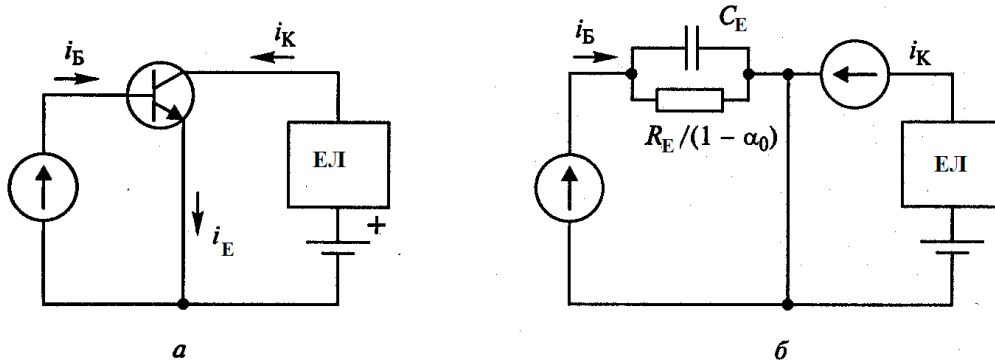


Рис. 7.12. Схема із загальним емітером.

Теоретична, ідеалізована модель транзистора (ТМ), показана на рис.3.9 і 3.12, відображає найбільш важливі процеси, що протікають в його структурі. У реальній еквівалентній схемі біполярного транзистора крім цієї моделі слід також врахувати: індуктивності виводів електродів ( $L_B$ ,  $L_E$ ,  $L_K$ ); опори втрат в бази ( $r_B$ ) і колектора ( $r_{Ka}$ ,  $r_{KП}$ ); стабілізуючі опори, що включаються послідовно з емітерами і відображаються у вигляді загального опору ( $r_{CT}$ ); зарядну або бар'єрну ємність закритого колекторного переходу ( $C_{Ka}$ ,  $C_{KП}$ ). Така модель транзистора при роботі в активній області і схемою з спільним емітером наведена на рис. 3.13.

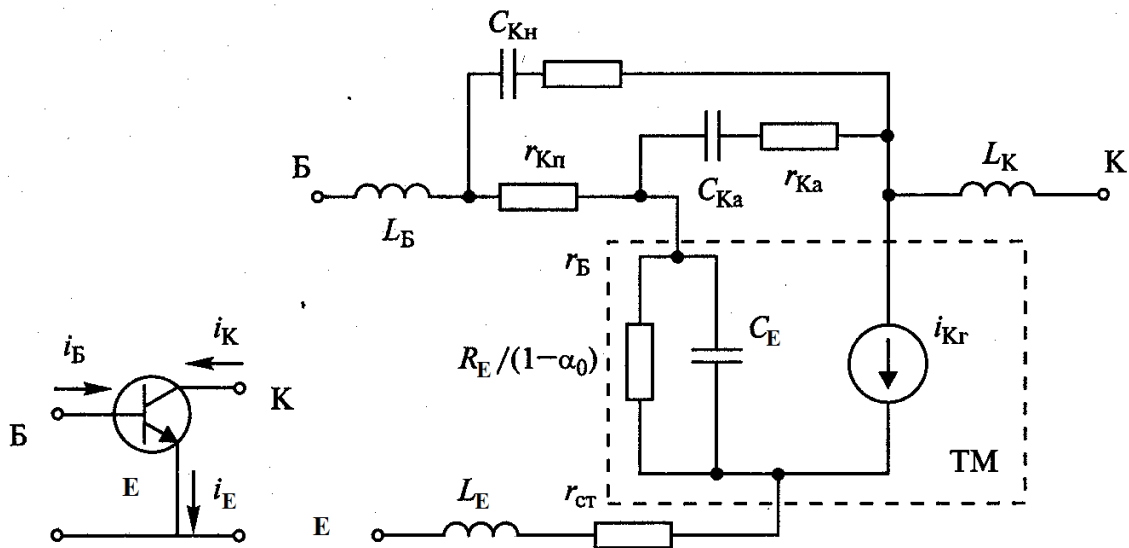


Рис.3.13. Модель транзистора для схеми з спільним емітером.

**Гранично допустимі параметри транзистора.** У потужного біполярного транзистора обмежені струми, напруги на *p-n-переходах* і потужність розсіювання. До їх числа відносяться:

- імпульсне (пікове) значення колекторного струму;
- постійна складова колекторного струму в безперервному режимі;
- пікові значення напруги колектор-емітер і колектор-база (зазвичай не більше 45 ... 65 В), що не перевищують напруга пробою  $U_{проб}$  (див. рис.3.8);
- пікове значення зворотної напруги база-емітер (зазвичай не більше 4 ... 6 В), що не перевищує напругу пробою цього *p-n-переходу*;
- потужність  $P_K$ , що розсіюється колектором.

Зупинимось докладніше на останньому параметрі. Частина підводиться до транзистора потужності від джерел живлення і порушення розсіюється в ньому у вигляді тепла. В результаті температура переходів і корпусу транзистора перевищує температуру навколишнього середовища. Потужність  $P_K$ , що розсіюється колектором, і температура *p-n-переходу*  $t_{п}$  пов'язані в транзисторі співвідношенням

$$t_{п} = t_K + P_K R_t, \quad (3.19)$$

де  $t_K$  - температура корпусу транзистора;  $R_t$  - тепловий опір ділянки *p-n-перехід-корпус*, град / Вт.

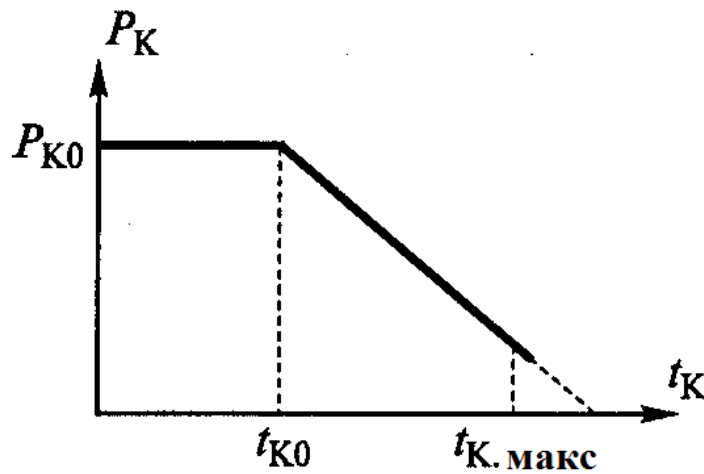


Рис. 3.14.

При температурі корпусу  $t_K > t_{K0}$  (зазвичай  $-50...70^\circ\text{C}$ ) максимально допустима потужність, що розсіюється колектором, знижується по закону:

$$P_K = P_{K0} - (t_K - t_{K0})/R_t. \quad (3.20)$$

Графік функції (3.20) побудований на рис. 3.14.

При роботі транзистора в складі генератора неприпустимо перевищення жодного з перерахованих гранично допустимих параметрів. Порухення цього правила призводить або до різкого скорочення довговічності напівпровідникового приладу, або до його раптового відмови і виходу з ладу апаратури в цілому.

### 3.3. Польові транзистори

**Принцип дії і еквівалентна схема.** Польовий транзистор відноситься до розряду уніполярних напівпровідникових приладів, в яких здійснюється перенесення тільки основних носіїв заряду. Матеріалом для НВЧ польових транзисторів зазвичай служить арсенід галію (GaAs), що дозволяє знизити активні втрати в приладі і підняти максимальну частоту підсилення до  $6 \dots 8$  ГГц.

Основна відмінність в декількох типах польових транзисторів пов'язано з методом управління потоком носіїв заряду, що рухаються в напівпровідниковому каналі.

Структура одного з польових транзисторів, званого металоупровідниковим, з затвором типу бар'єру Шоткі приведена на рис. 3.15.

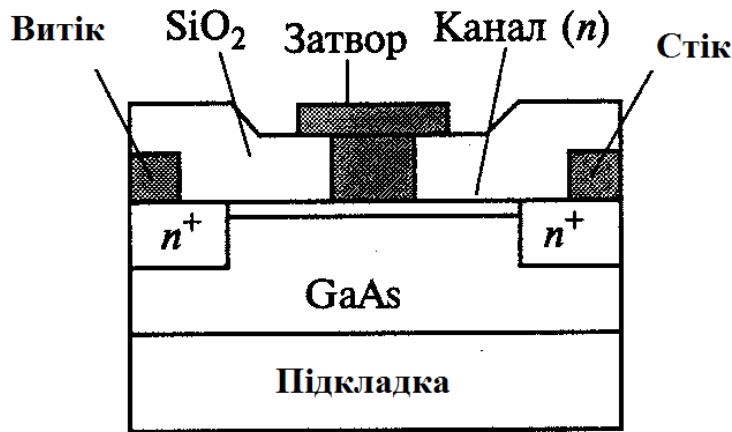


Рис. 7.15. Структура польового транзистора з затвором Шоткі.

Електричне поле, створюване напругою, прикладеною до затвору  $U_{зк}$ , направлено перпендикулярно потоку зарядів в каналі. Змінюючи значення  $U_{зк}$ , впливають на цей потік, що рухається від джерела до стоку, збільшуючи або зменшуючи вихідний струм приладу.

Еквівалентна схема польового транзистора ВЧ діапазону, наведена на рис. 3.16, включає в себе:  $C_{зв}$  - ємність затвор-витік,  $C_{св}$  - ємність стік-витік,  $C_{зс}$  - ємність затвор - стік (прохідна ємність),  $C_{зк}$  - ємність затвор-канал,  $r_{зк}$ ,  $r_{св}$ , - опір втрат,  $i_{сг}$  - еквівалентний генератор струму стоку.

Частотні характеристики польового транзистора визначаються постійною часу:

$$\tau = \tau_{зк} + \tau_K, \quad (3.21)$$

де  $\tau_{зк} = C_{зк}r_{зк}$  - постійна часу ланцюга затвор-канал (див. рис.3.16);  $\tau_K$  - час прольоту носіями заряду по каналу від витіку до стоку.

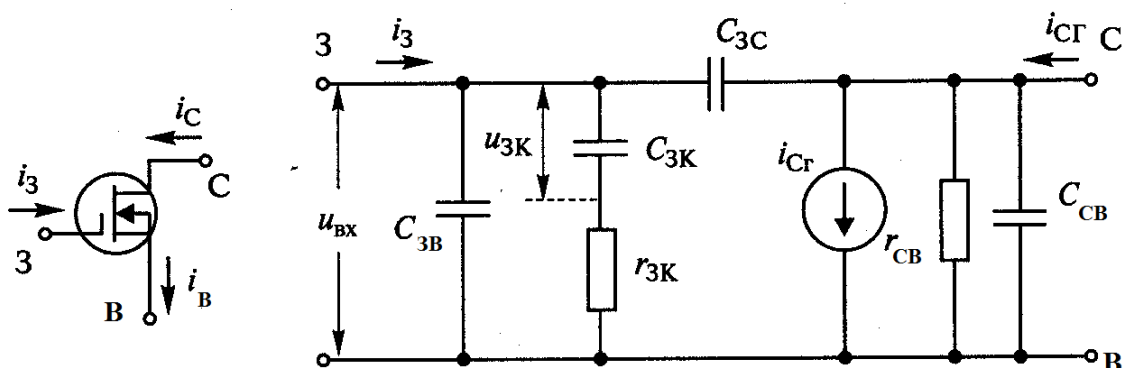


Рис. 3.16. Еквівалентна схема польового транзистора ВЧ діапазону

Струм еквівалентного генератора визначається напругою, прикладеною безпосередньо до ділянки затвор-канал (див. рис.3.15). Тому в ВЧ діапазоні,

нехтуючи другим доданком, для генератора стоку маємо

$$i_{CT} = S_0 u_{3K} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_{3K}} u_{BX} \quad (3.22)$$

де  $S_0$  - крутизна статичної характеристики;  $u_{3K}$  - напруга між затвором і каналом;  $u_{BX}$  - напруга на вході приладу.

Згідно (3.22) залежність амплітуди струму стоку від частоти сигналу визначається виразом

$$I_{CT} = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{3K})^2}} U_{BX}. \quad (3.23)$$

З (3.23) випливає, що в польовому транзисторі, як і в біполярному, коефіцієнт підсилення приладу по потужності зменшується з підвищенням частоти.

**Статичні характеристики польового транзистора.** При схемі транзистора із загальним витоком розрізняють два види сімейств характеристик: залежно струму стоку від напруги стік-витік і затвор-витік  $i_C = \Phi(u_{CB}, u_{3B})$  (рис.3.17, а) і залежність струму стоку від напруги затвор-витік  $i_C = \Phi(u_{3B})$  (рис.3.17, б).

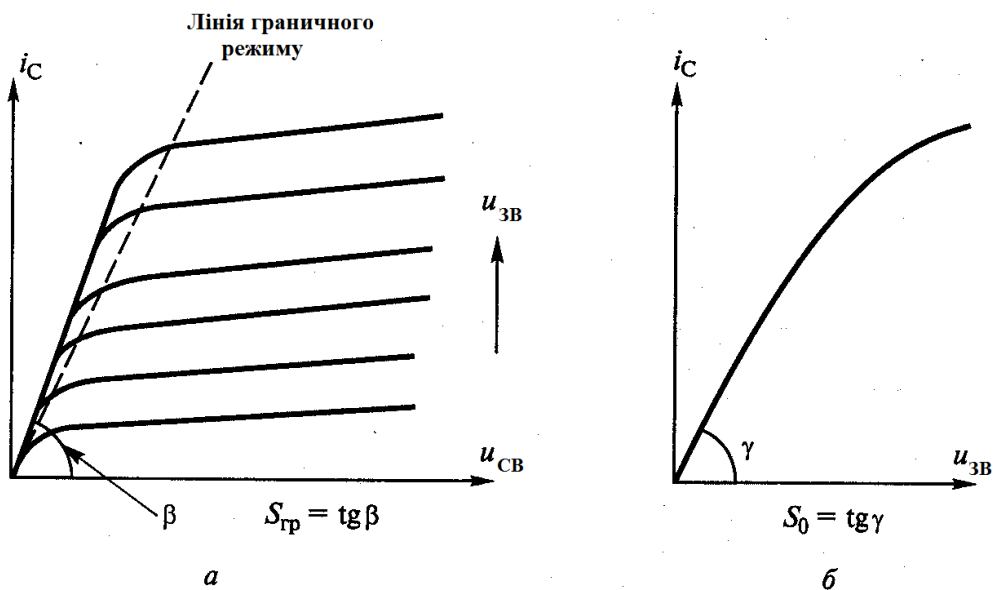


Рис.3.17. Статичні характеристики польового транзистора

Тангенс кута нахилу лінійної ділянки характеристики  $i_C = \Phi(u_{3B})$  є статична крутизна  $S_0$ . За зовнішнім виглядом статичні характеристики польового транзистора близькі до характеристик біполярного транзистора (див.рис.3.4). Однак слід мати на увазі, що біполярний транзистор управляється вхідним струмом (при схемі з загальним емітером - струмом бази), польовий - вхідною напругою затвор-витік.

**Гранично допустимі параметри транзистора.** У потужного польового

транзистора обмежені струми, напруги між електродами і потужність розсіювання. До їх числа відносяться:

- імпульсне (пікове) значення струму стоку;
- постійна складова струму стоку в безперервному режимі; постійна складова струму затвора в безперервному режимі;
- постійне і пікове значення напруг стік-витік, затвор-витік і затвор-стік;
- потужність, що розсіюється приладом.

Залежність допустимої потужності, що розсіюється приладом від температури, як і в разі біполярного транзистора, визначається формулою (3.20) або згідно рис. 3.14.

### 3.4. Режими роботи транзисторного генератора з зовнішнім збудженням (ГЗЗ)

#### 3.4.1. Аналіз роботи и режими роботи транзисторного ГЗЗ

Дві схеми ВЧ генераторів із зовнішнім збудженням - одна з біполярним, інша з польовим транзистором - наведені на рис. 3.18.

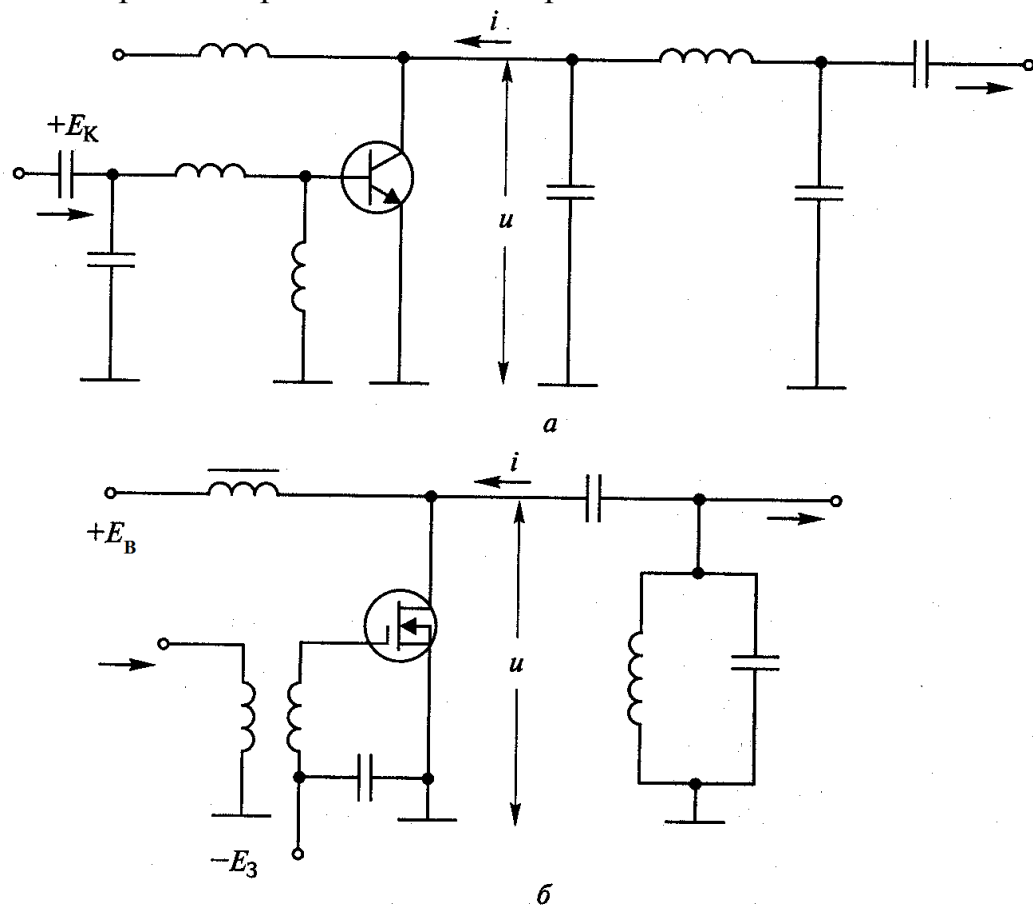


Рис.3.18. Схеми ГЗЗ на транзисторах: а)- с біполярним -б) з польовим транзистором

Дослідження транзисторного генератора проводиться як і в разі аналізу роботи лампового генератора, за планом, що складається:

- у визначенні за допомогою вольт-амперних характеристик приладу форм струму і напруги на його виході при подачі на вхід синусоїдального сигналу;
- розрахунку енергетичних параметрів генератора: вихідної потужності 1-ї гармоніки  $P_1$ , споживаної потужності  $P_0$  від джерела постійного струму і ККД генератора  $\eta = P_1/P_0$ ;
- визначенні потужності вхідного сигналу  $P_{\text{вх}}$  і коефіцієнта підсилення генератора за потужністю  $K_p = P_1/P_{\text{вх}}$ ;
- в побудові динамічних, навантажувальних, амплітудних і частотних характеристик.

Незважаючи на різний фізичний характер процесів, що протікають в електровакуумному приладі, біполярному і польовому транзисторах, з огляду на формальну подібність їх ВАХ аналіз вихідного ланцюга в основному збігається. Так, в транзисторних генераторах, як і в лампових, можливі *недонавантажений, граничний і перенавантажений режими роботи*. При зовнішній схожості цих режимів в трьох типах генераторів слід знати різний фізичний механізм їх протікання. При біполярному транзисторі динамічна характеристика розташовується:

- в разі недонавантаженого і граничного режимів роботи в двох областях - активній (2) і відсічки (1).
- в разі перенавантаженого режиму роботи в трьох областях - відсічки (1), активній (2) і насичення (3). При цьому провал в імпульсі колекторного струму відбувається через захід робочої точки (координати  $i_K - u_{KE}$ ) в область насичення і переходу колекторного р-п-переходу у відкритий стан.

У недонавантаженому і граничному режимах імпульси колекторного струму при роботі з відсічкою мають косинусоїдальну форму. Приклади форм імпульсу колекторного струму в перенапруженому режимі роботи показані на рис. 3.19, б-г. При наявності тільки активної складової в навантаженні провал в імпульсі розташовується посередині (див. рис.3.19, б), при додаванні до неї ємності - зсувається вліво (див. рис.3.19, в), індуктивності - вправо (див. рис. 3.19, г).

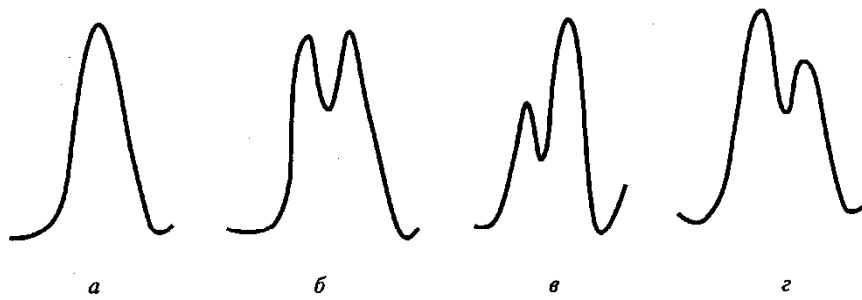


Рис.3.19. Імпульси колекторного струму при роботі з відсічкою в перенавантаженому режимі

У транзисторних ГЗЗ з підвищенням частоти  $f$  підсилюваного сигналу і наближенні до граничної частоти зменшується ККД і знижується вихідна потужність  $P_1$ .

Погіршення даних параметрів генератора пов'язано як зі збільшенням втрат в ланцюзі колектора при біполярному транзисторі або ланцюга стоку при польовому транзисторі, так і зі зміною форм вихідного струму і напруги. У першому наближенні цю зміну параметрів генератора можна врахувати за допомогою залежності крутизни лінії граничного режиму  $S_{ГР}$  від частоти  $f$ . При цьому замість крутизни можна використовувати зворотній її параметр - опір насичення, який визначається згідно:

$$r_{HAC}(f) = u_{KE_{нас}} / i_{KE_{нас}}. \quad (3.24)$$

В результаті формула по визначенню коефіцієнта використання напруги живлення в граничному режимі для транзисторного генератора набуде вигляду:

$$\xi_{ГР} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}}{\alpha_1 E_1^2}}, \quad (3.25)$$

в разі біполярного транзистора:  $E_B = E_K$  - напрузі живлення колектора, коефіцієнт  $\xi_{ГР} = U_{KmГР} / E_K$ ; в разі польового транзистора:  $E_B = E_C$  - напрузі живлення стоку, коефіцієнт  $\xi_{ГР} = U_{KmГР} / E_C$

Є відмінність і у визначенні кута відсічки  $\theta$ . У ламповому генераторі анодно-сіткова характеристика, за допомогою якої визначається кут відсічки, зрушена вліво. В біполярному транзисторі характеристика колекторного струму, що служить для визначення  $\theta$ , зрушена вправо.



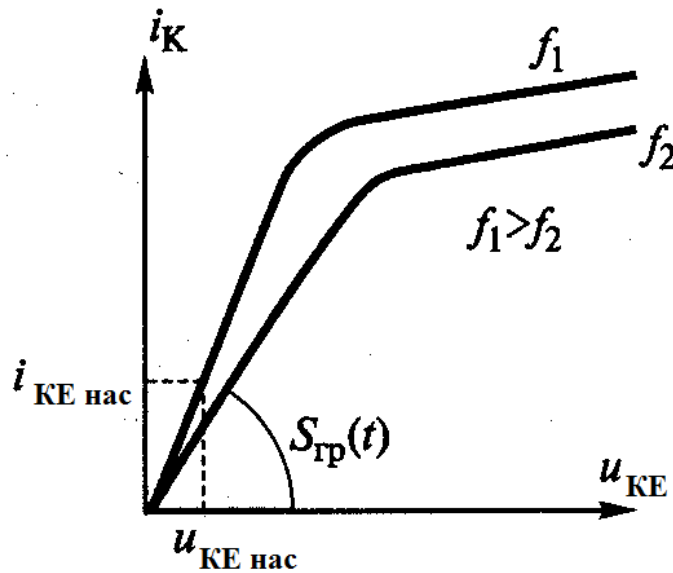


Рис.3.20.

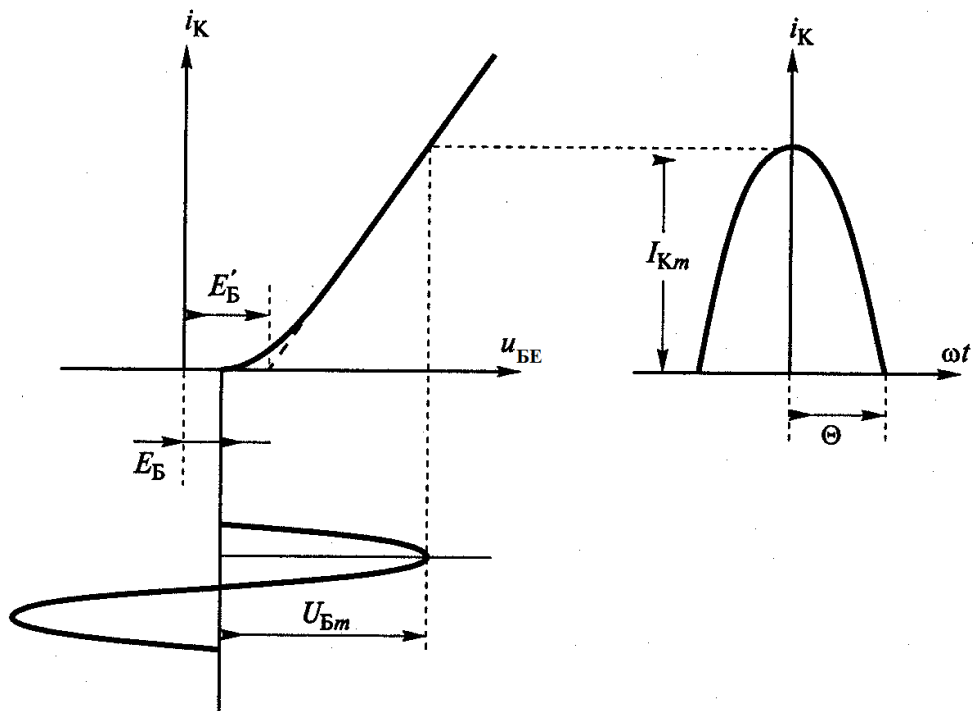


Рис. 3.21

Тому згідно рис. 3.21 косинус кута відсічки:

$$\cos \theta = \frac{E'_Б - E_Б}{U_{Бm}} \quad (3.26)$$

де  $E'_Б$ ; - напруга відсічки;  $E_Б$  - зовнішнє зміщення;  $U_{Бm}$  - амплітуда вхідної ВЧ напруги.

У польовому транзисторі при характеристиці струму стоку, що виходить з початку координат, значення  $E'_Б = 0$ .

В іншому методика розрахунку вихідного ланцюга транзисторних генераторів збігається з методикою розрахунку анодного ланцюга лампового

генератора, розглянутого в практичному занятті №8.

Розрахунок вхідного ланцюга в трьох типах генераторів значно відрізняється один від одного, що впливає, зокрема, з розгляду еквівалентних схем біполярного і польового транзисторів. Тому зупинимося на цьому питанні більш детально.

### 3.4.2 Орієнтовний розрахунок вхідної потужності генератора з біполярним транзистором при схемі з спільним емітером.

При відкритому емітерному переході його опір дуже малий, і тому відповідно можна прийняти активну складову вхідного опору транзистора на високій частоті:  $R_{BX1} = r_B + r_{CT}$ . А коефіцієнт передачі струму при  $\omega \gg \omega_\beta$  або  $f > 0,2f_{GP} \cdot |\beta| = f_{GP}/f$ . Будемо вважати, що дане співвідношення справедливо і для перших гармонік колекторного і базового струмів:  $|\beta| = I_{K1}/I_{B1}$ . В результаті для потужності вхідного сигналу при  $f > 0,2f_{GP}$  отримаємо:

$$P_{BX1} = 0,5I_{B1}^2 R_{BX1} = 0,5I_{K1}^2 (f/f_{GP})^2 (r_B + r_{CT}). \quad (3.27)$$

Для коефіцієнта підсилення біполярного транзистора за потужністю при  $f > 0,2f_{GP}$  з урахуванням (3.27) маємо:

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX1}} = \frac{0,5I_{K1}^2 R_1}{0,5I_{B1}^2 R_{BX1}} = \frac{R_1}{r_B + r_{CT}} \left( \frac{f_{GP}}{f} \right)^2, \quad (3.28)$$

де  $R_1$  - опір навантаження по 1-й гармоніці сигналу в колекторному ланцюзі.

Таким чином, згідно з (3.28) коефіцієнт підсилення за потужністю в генераторі з біполярним транзистором зменшується з підвищенням частоти підсилюваного сигналу.

### 3.4.3 Орієнтовний розрахунок вхідної потужності генератора з польовим транзистором при схемі із спільним витоком.

У високочастотному діапазоні при  $\omega\tau_{3K} > 3$  амплітуда імпульсу струму стоку за аналогією з ламповим генератором

$$I_{Cm} = |S|U_{3Bm}(1 - \cos\theta) = \frac{S_0}{\omega\tau_{3K}}U_{3Bm}(1 - \cos\theta), \quad (3.29)$$

де  $U_{3Bm}$  - амплітуда вхідної напруги затвор-витік.

З (3.29) для необхідної амплітуди вхідної напруги отримаємо:

$$U_{3Bm} = \frac{I_{Cm} \omega \tau_{3K}}{S_0 (1 - \cos \theta)} = \frac{I_{Cm} \omega \tau_{3K}}{S_0 \gamma_1(\theta)}, \quad (3.30)$$

де  $I_{Cm1}$  - амплітуда 1-ї гармоніки струму стоку;  $\gamma_1(\theta)$  - коефіцієнт розкладання косинусоїдального імпульсу.

Для коефіцієнта підсилення польового транзистора за потужністю при  $\omega \tau_{3K} > 3$  з урахуванням (3.30) маємо :

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX1}} = \frac{0,5 I_{Cm1}^2 R_1}{0,5 U_{3Bm}^2 / R_{BX1}} = \frac{\gamma_1(\theta) S_0}{(\omega \tau_{3K})^2} R_1 R_{BX1}, \quad (3.31)$$

де  $R_1$  - опір навантаження по 1-й гармоніці сигналу в ланцюзі стоку;  $R_{BX1}$  - вхідний опір транзистора на частоті сигналу.

Згідно (9.8) в польовому транзисторі, як і в біполярному, коефіцієнт підсилення приладу за потужністю зменшується з підвищенням частоти підсилюваного сигналу. Розрахувавши за допомогою (9.8) коефіцієнт підсилення  $K_P$ , можна визначити необхідну потужність вхідного сигналу  $P_{BX1} = P_1 / K_P$ .

### 9.3. Ключовий режим роботи ВЧ транзисторного генератора

Крім трьох розглянутих режимів роботи ВЧ (недонавантаження, граничного і перенавантаження), в транзисторних генераторах, що працюють в діапазонах хвиль від наддовгих до метрових, застосовується також ключовий режим. Особливістю ключового режиму є виконання наступної умови для струму і напруги ключового елемента:

$$\begin{aligned} i(t) &\neq 0, u(t) = u_H \text{ при } 0 \leq t < t_1 \\ i(t) &= 0, u(t) \neq u_H \text{ при } t_1 \leq t < T, \end{aligned} \quad (3.32)$$

де  $u_H$  - мала залишкова напруга на замкнутому ключі;  $t_1$  - момент переключення;  $T$  - період коливання.

В якості ключового елемента використовуються транзистори і тиристори (кремнієві керовані вентиля). Динамічна характеристика  $i = \Phi(u)$  при ключовому режимі роботи обумовлює роботу транзистора тільки в двох областях - насичення (ключ відкритий) і відсічки (ключ закритий).

Приклади діаграм струму і напруги в ключовому транзисторному генераторі наведені на рис. 9.5.

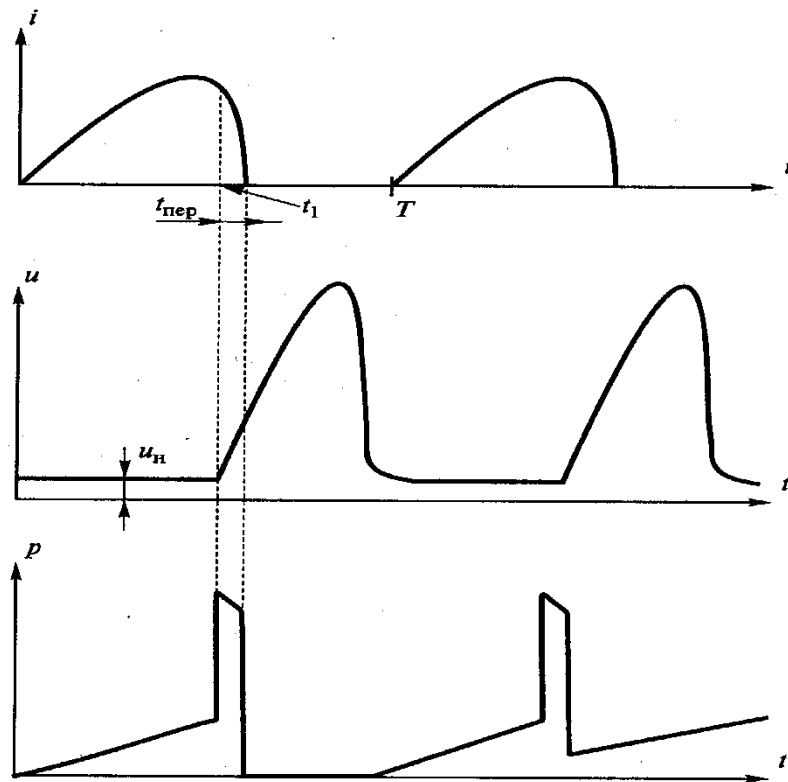


Рис.3.22. Діаграми струму і напруги в ключовому транзисторному генераторі

Наслідком виконання (3.32) є мала потужність, що розсіюється в електронному ключі, значить :

$$P_p = \frac{u_H}{T} \int_{t_1}^T i(t) dt. \quad (3.33)$$

При відповідних формах струму і напруги в ключовому генераторі можна отримати високий ККД, що досягає 90-95% в діапазоні довгих хвиль

Одна з таких схем, звана генератором інверторного типу, наведена на рис. 3.23,а. У схемі транзистори - електронні ключі - включаються поперемінно, замикаючи електричний ланцюг то на джерело  $E_k$ , то на землю.

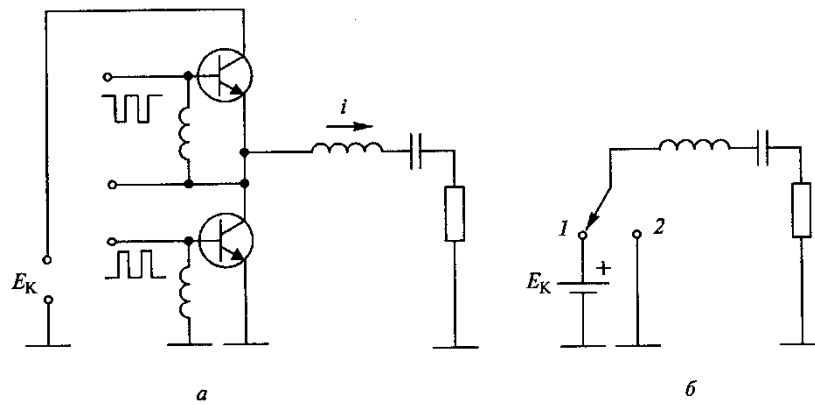


Рис. 3.23.

Еквівалентна схема ключового генератора інверторного типу приведена на рис.3.23, б, а діаграми струму і напруги в ній - на рис.3.24.

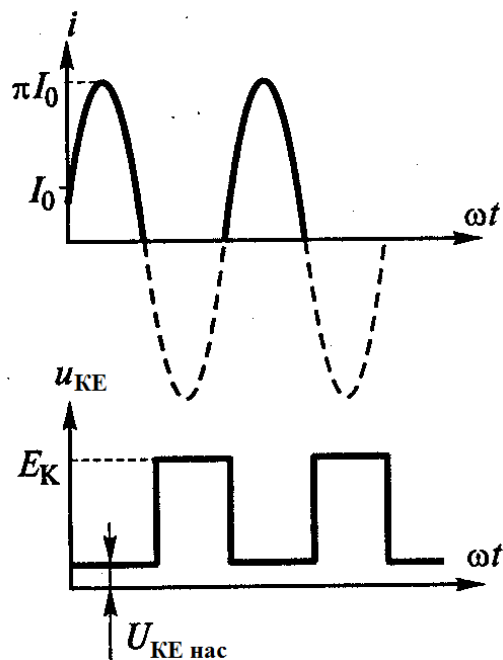


Рис.3.24.

За рахунок подачі в протифазі прямокутних імпульсів на бази транзисторів половину періоду ключ в схемі знаходиться в положенні 1, іншу половину - в положенні 2. Напруга на ключах має прямокутну форму, а струм, що протікає через контур, при добротності  $Q > 10$  близький до синусоїди. ККД такого ключового генератора:

$$\eta = P_1/P_0 = 1 - (U_{KE\text{ нас}}/E_K), \quad (3.25)$$

$U_{KE\text{ нас}}$  - напруга насичення транзистора, в 10 - 20 разів менше  $E_K$ .

Таким чином, мала потужність розсіювання в електронному приладі і високий ККД - дві переваги, які реалізуються при ключовому режимі роботи, особливо відчутні при підвищеній потужності ВЧ генератора.

Реалізація ключового режиму роботи можлива при часі перемикання  $t_{\text{ПЕР}} \ll T$ , що обмежує його використання з підвищенням частоти сигналу. При порушенні умови (3.32) значно зростає миттєва потужність  $p(t) = i(t)u(t)$  у момент перемикання, що несприятливо позначається на ключовому елементі.

Ключові генератори знаходять широке застосування в радіопередавачах довгих хвиль, потужність яких досягає декількох кіловат.

### **3.5. Порівняльний аналіз трьох типів генераторів із зовнішнім збудженням: лампового, з біполярним і польовим транзисторами**

Переваги транзисторних генераторів перед ламповими полягає :

- в більшій довговічності (термін служби генераторних ламп зазвичай не перевищує кількох тисяч годин, транзисторів - сотень тисяч годин);
- низькому значенні напруги живлення, яка не перевищує 30 В (у ламп ця напруга від декількох сотень вольт до десятків кіловольт);
- практично миттєвої готовності до роботи після подачі напруги живлення (у ламп потрібне попереднє включення ланцюга розжарення);
- високої міцності по відношенню до механічних навантажень; в значному зниженні маси і габаритних розмірів апаратури і можливості її мініатюризації на основі інтегральної технології.

До недоліків транзисторних генераторів відносяться:

- обмежена потужність транзисторів і пов'язана з цим необхідність підсумовування потужностей генераторів при підвищеній потужності радіопередавача;
- температура корпусу потужних транзисторів не повинна перевищувати 60 ... 70° С;
- чутливість до вельми короткочасних порушень експлуатаційного режиму через пробій р-п-переходів, в зв'язку з чим потрібне застосування спеціальних схем захисту потужних транзисторів;
- в низькому коефіцієнті підсилення за потужністю при наближенні частоти підсилюваного сигналу до граничної частоти транзистора (зазвичай не більше 3 ... 6 дБ) і залежності цього коефіцієнта від частоти.

Звернемо увагу на ще одну важливу відмінність між двома типами генераторів. Лампові генератори працюють з порівняно високими напругами живлення (від сотень вольт до десятків кіловольт) і відносно малими струмами. Тому опір анодного навантаження в них  $R_1 = U_{am}/I_{a1}$  перевищує 1000 Ом. Транзисторні генератори працюють при низькій напрузі живлення (<30 В) і з відносно великими струмами. Тому в них опір колекторного або стокового навантаження становить від кількох до десятків Ом. Таким чином, ламповий

генератор вимагає високоомного навантаження, а транзисторний - низькоомного. У другому випадку можна забезпечити широку смугу пропускання генератора.

Ще одна перевага транзисторних генераторів полягає в можливості отримання відносно великої смуги пропускання, що має важливе значення при створенні широкосмугових систем радіозв'язку.

Основне застосування в сучасних радіопередавачах при потужності не більше декількох сотень Ват знаходять транзисторні генератори. За допомогою способів підсумовування сигналів це значення потужності може бути підвищено на 2-3 порядки. І тільки в передавачах підвищеної потужності, наприклад радіомовних потужністю в кілька десятків і сотень кіловат використовуються електровакуумні прилади.

Переваги польових транзисторів у порівнянні з біполярними полягають у наступному:

- в більшому коефіцієнті підсилення за потужністю і меншому коефіцієнті шуму в НВЧ діапазоні;
- кращої лінійності амплітудної характеристики;
- кращої температурної стабільності та радіаційної стійкості.

У НВЧ діапазоні, починаючи з частоти 1...2 ГГц все більше застосування знаходять генератори з польовими транзисторами.

### **3.6 Методи побудови принципів схем транзисторних підсилювачів потужності**

На рис.3.25 показано варіант вузькосмугового транзисторного підсилювача потужності (ПП). Транзистори працюють з автоматичним зміщенням від струму емітера в класі С, тобто з відсічкою колекторного струму. В резисторах кіл автозміщення, що шунтовані блокувальними конденсаторами, не втрачається високочастотна потужність.

Вищі гармоніки колекторного струму, що виникають в класі С, фільтруються паралельним контуром, який, крім того, виконує функцію трансформатора зв'язку з навантаженням. Постійний струм колектора проходить через контурні котушки, не створюючи в них втрат потужності джерела  $E_k$ , так як їх опір постійному струму практично дорівнює нулю.

До побудови схеми повинно бути вирішене питання про вибір варіанта включення активного елемента (АЕ) (для транзистора – спільний емітер, спільна база). У відповідності з загальною структурою ПП він повинен мати узгоджувальний ланцюг на вході і виході.

Способи підключення джерел живлення і зміщення до транзистора можуть

бути різними. На рис.3.25 показаний один із способів подачі напруги колекторного живлення  $E_K$  і зміщення  $E_C$ . Необхідність включення дроселів (чи елементів, що їх замінюють) викликана тим, що в АЕ по змінній напрузі може бути заземлений тільки один з електродів, в даному випадку – емітер. Безпосереднє підключення джерела  $E_K$  до колектора означало б коротке замикання ділянки колектора – емітер по змінному струму. Аналогічна ситуація і з вхідним колом. Безпосереднє підключення джерела  $E_C$  до бази транзистора означало б коротке замикання джерела збудження на землю, тобто рівність нулю амплітуди напруги на вході АЕ.

Дроселі  $Dr_1$ , і  $Dr_2$ , що мають практично нульовий опір для постійного струму, дозволяють подати напруги  $E_K$  і  $E_C$  на транзистор і не впливають на проходження перших гармонік струмів бази і колектора, являючи собою в ідеалі розрив для струмів високої частоти.

До кіл живлення відносяться також конденсатори  $C_{p1}$  і  $C_{p2}$ , які називаються розділяючими. Їх включають з цілю запобігти можливому короткому замиканню джерел  $E_K$  і  $E_C$  через елементи ЦС. Ємності  $C_{p1}$  і  $C_{p2}$  обираються досить великими, щоб спад змінних напруг на них був малим в порівнянні з  $U_0$  і  $U_K$  (приблизно на два порядки менше).

В ідеальному випадку нескінчених опорів  $Dr_1$  і  $Dr_2$  змінному струму  $C_{бл1}$  і  $C_{бл2}$ , що називаються блокувальними, були б не потрібні.

Однак, оскільки реальні дроселі мають кінцевий опір змінному струму, частина змінного струму колектора і бази відгалужується в них, а при відсутності блокувальних конденсаторів і в джерела  $E_K$  і  $E_C$ .

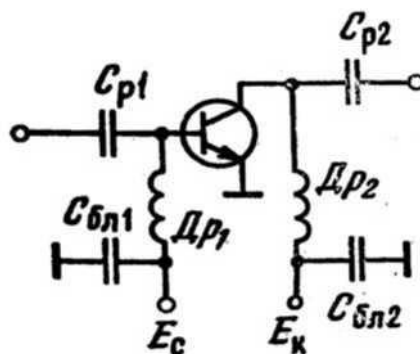


Рисунок 3.25. Схема подачі напруг, що живлять, через дроселі

Реальні джерела живлення можуть мати значний опір змінному струму, крім того, бути віддалені від підсилювача і підключені до нього проводами живлення, що мають значний і до того ж зазвичай невідомий опір. Так як від спільного джерела, як правило, живляться й інші каскади, з'являється небезпека виникнення неконтрольованого зв'язку по змінному струму між каскадами. Цей зв'язок може викликати зміну режиму і самозбудження підсилювального тракту.



Включення блокувальних конденсаторів  $C_{бл1}$  і  $C_{бл2}$  досить великої ємності дозволяє створити шлях змінному струму, оминаючи джерела  $E_k$  і  $E_c$ , і усунути таким чином небажані зв'язки між каскадами.

Використавши в якості кіл зв'язку паралельні контури з неповним включенням і побудувавши коло живлення у відповідності з рис. 3.25, отримаємо схему ПП (рис.3.26). Будемо вважати для визначеності, що це – вихідний каскад передавача, навантажений через узгоджену фідерну лінію на антену. Надалі всюди замінимо вхід фідерної лінії еквівалентним опором  $R_H$ . Якщо ПП є проміжним каскадом передавача, то під  $R_H$  слід розуміти вхідний опір наступного каскаду.

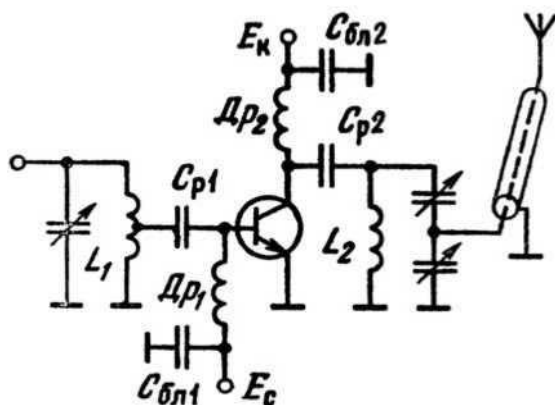


Рисунок 3.26. Підсилювач потужності з паралельним живленням

Схему ПП можна суттєво спростити, виключивши дроселі. В цьому випадку напруги  $E_k$  і  $E_c$  подаються на транзистор через контурні котушки  $L_1$  і  $L_2$ ; (рис.3.27). Через них протікають постійні струми бази і колектора.

Схема подачі живлення  $E_k$  чи зміщення  $E_c$  на транзистор через контурну індуктивність, яка в цьому випадку виявляється включеною по постійному струму послідовно з транзистором, називається схемою послідовного живлення. На відміну від цього схему (див. рис. 3.25), в якій живлення відбувається через дроселі, прийнято називати схемою паралельного живлення. При вибраних ЦС в виді паралельних контурів схема послідовного живлення (див. рис.3.28) виявилася простішою. При ЦС інших типів цього спрощення може не бути.

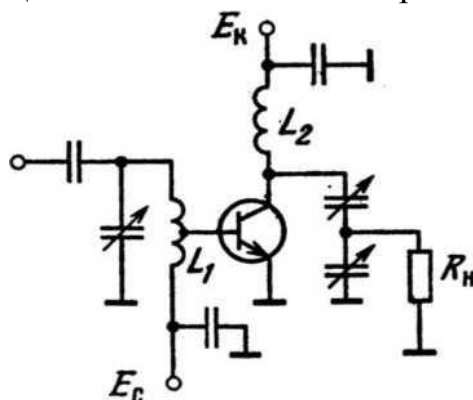


Рисунок 3.28. Підсилювач потужності з послідовним живленням

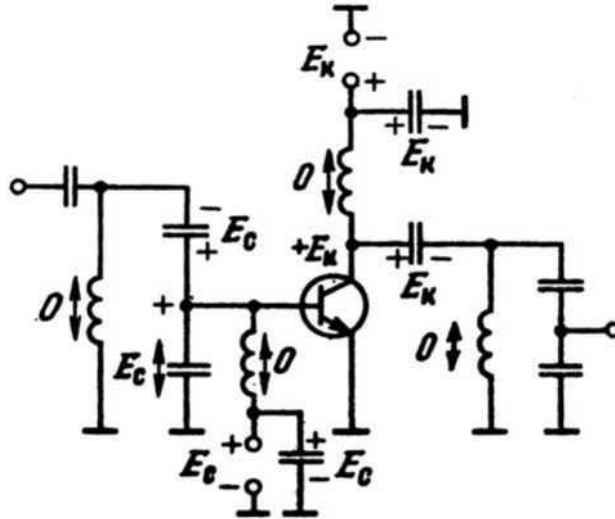


Рисунок 3.29. Розподіл постійних напруг в ПП з паралельним живленням

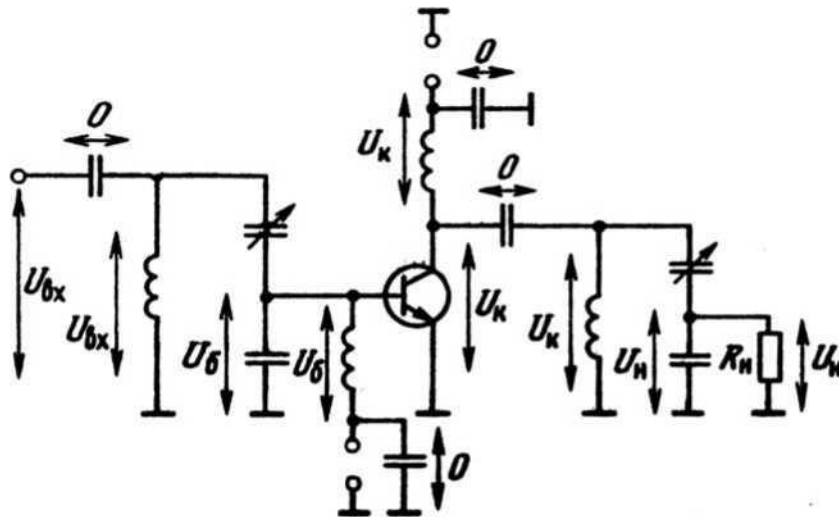


Рисунок 3.30. Розподіл змінних напруг в ПП з паралельним живленням

На відміну від малопотужних підсилювачів, в яких, як правило, при виборі елементів схеми не виникає жорстких обмежень по допустимим напругам і струмам, в підсилювачах потужності ці обмеження грають суттєву роль. Для правильного вибору елементів схеми по допустимим струмам, напругам і реактивним потужностям слід мати уявлення, які напруги діють на різних елементах підсилювача і які струми через них протікають. Розподіл постійних напруг в схемі паралельного живлення показано на рис. 3.29. Нулі стоять поряд з елементами, між кінцями яких постійна напруга дорівнює нулю.

Розподіл змінних напруг видно з рис.3.30, а шляхи протікання змінних струмів – з рис.3.30. Струм в вихідному контурі  $I_{\text{конт}}$  виявляється самим більшим струмом схеми. На рис.3.30 показано відгалуження струму в дроселі, пов'язане з кінцевістю їх опорів на робочій частоті (штрихова лінія).

Вищі гармоніки колекторного струму замикаються переважно через

конденсатори  $C_3, C_4$ , що мають тим менший для гармонік опір, чим вище її номер.

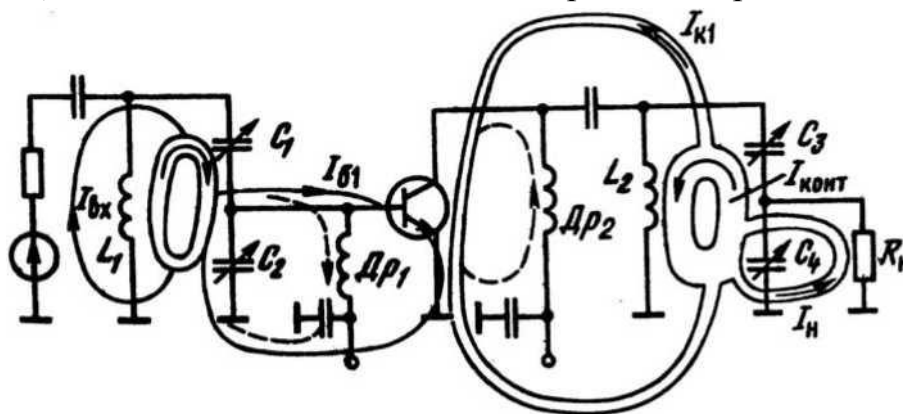


Рисунок 3.30. Шляхи протікання струмів в ПП

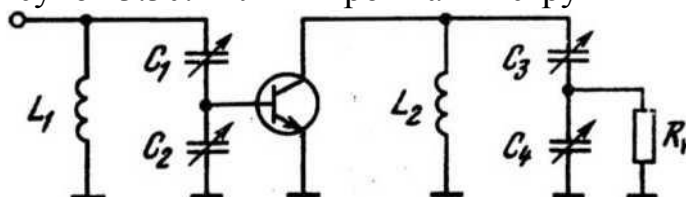


Рисунок 3.31 Еквівалентна схема ПП для струмів і напруг першої гармоніки

На підставі розподілу змінних напруг і струмів в схемі ПП (див. рис.3.29 і 3.30) можна побудувати його еквівалентну схему (див. рис. 3.31) для струмів і напруг першої гармоніки. При зіставленні цієї схеми дроселі замінюються розривами, оскільки змінні струми в них малі, а блокувальні і розділяючі конденсатори – провідниками з нульовим опором, так як змінні напруги на них малі. Схема, що показана на рис.3.31, дозволяє, користуючись законами Кірхгофа і Ома, розрахувати змінні струми, напруги і потужності для першої гармоніки ПП.

### 3.7. Навантажувальні характеристики транзисторного генератора з зовнішнім збудженням

Розглянемо залежності струмів АЕ, напруг на ньому і енергетичних показників від опорів навантажень при незмінних значеннях напруг живлення, тобто навантажувальні характеристики. Вони використовуються при налаштуванні підсилювачів потужності і оцінці впливу на його режим зміни параметрів фідера і антени. Прийmemo поки, що опір навантаження рівне:  $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ .

При зміні  $R_{\text{н}}$  змінюється амплітуда напруги на колекторі:  $U_{\text{н}} = R_{\text{н}} I_{\text{к1}}$ .

Амплітуда  $I_{\text{к1}}$ , в свою чергу, залежить від  $U_{\text{н}}$ . Кожній точці цієї залежності відповідає своє значення  $R_{\text{н}} = U_{\text{н}} / I_{\text{к1}}$ . Приймаючи  $R_{\text{н}}$  за аргумент, будемо

залежність  $I_{k1}(R_H)$  і  $U_H(R_H)$ , тобто навантажувальні характеристики для струму  $I_{k1}$  (рис. 2.11а) і напруги  $U_H$  (рис. 2.11б). З ростом опору навантаження  $I_{k1}$  спочатку повільно спадає, а АЕ працює в недонапруженому режимі (точки 1, 2 на рис. 2.11а). При  $R_H=R_{H\cdot\text{кр}}$  (точка 3) настає критичний режим. При подальшому збільшенні  $R_H>R_{H\cdot\text{кр}}$  (точки 4,5)  $U_H$  перевищує  $U_{H\cdot\text{кр}}$  і повільно зростає, АЕ переходить у перенапружений режим, в імпульсі колекторного струму з'являється провал і  $I_{k1}$  падає.

Як видно з рис. 3.32,а, струм  $I_{k0}$  змінюється пропорційно першій гармоніці  $I_{k1}$  оскільки коефіцієнт форми  $g_1$  в недонапруженому режимі постійний, а в перенапруженому режимі повільно зменшується. Струм  $I_{b1}$  зростає в перенапруженому режимі зі збільшенням навантаження  $R_H$ .

В області недонапруженого режиму струми  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$ , а в перенапруженому режимі напруга  $U_H$  змінюється слабо.

По графіках на рис.3.32 побудуємо залежність потужності  $P_0$ ,  $P_1$ ,  $P_{\text{рас}}$  від  $R_H$  (рис. 3.33а). Оскільки  $E_K=\text{const}$ , залежність  $P_0(R_H)=E_K I_{k0}(R_H)$  повторює за формою  $I_{k0}(R_H)$ . Корисна потужність  $P_1=0,5U_H I_{k1}$ , як видно з рис.3.33а, зростає приблизно пропорційно  $R_H$  в області, де  $R_H<R_{H\cdot\text{кр}}$ , маємо максимум поблизу точки  $R_H=R_{H\cdot\text{кр}}$  і зменшується з ростом  $R_H$  в перенавантаженому режимі.

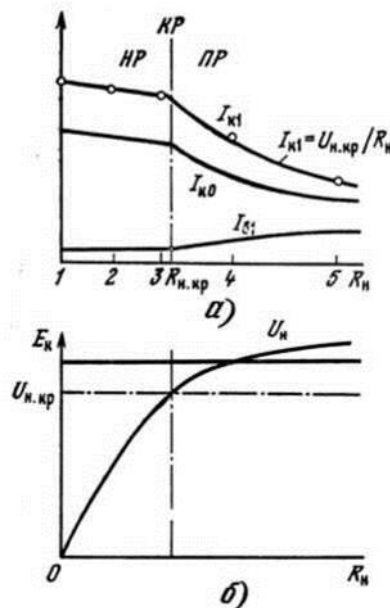


Рисунок 3.32. Навантажувальні характеристики

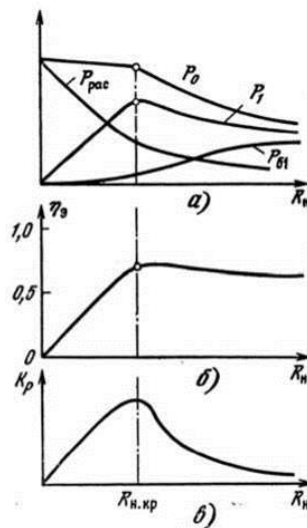


Рисунок 3.33. Енергетичні характеристики підсилювача потужності від навантаження

Поведінка  $P_{рас}$  як функції від  $R_n$  визначається формулою  $P_{рас}=P_0-P_1$ . При  $R_n=0$  вся потужність, що споживається від джерела, розсіюється на вихідному електроді АЕ. З ростом  $R_n$  вона спадає швидко при  $R_n < R_{н.кр}$  і повільно при  $R_n > R_{н.кр}$ . При розстроєному навантаженні, коли  $P_1=0$ , АЕ може виявитися в важкому тепловому режимі. Тому каскад налаштовують при понижених значеннях  $U_{вх}$  і  $E_k$ .

Графік  $g(R_n)$  (рис.3.33,б) повторює залежність  $U_n(R_n)$  в іншому масштабі, так як  $g=U_n/E_k$  і  $E_k=const$ . Коефіцієнт форми  $g_1=I_{к1}/I_{к0}$  в недонапруженому режимі можна вважати постійним, так як кут відсічки через реакцію колектора змінюється мало. В перенапруженому режимі  $g_1$  спадає з ростом  $R_n$  через появу провалу в імпульсі струму, але значно повільніше, чим  $I_{к1}$ , оскільки  $I_{к0}$ , також зменшується. Тому ККД, має досить тупий максимум, що лежить в області перенапруженого режиму.

Як видно з рис. 3.33в, в області недонапруженого режиму  $K_p$  зростає майже пропорційно  $R_n$ . В перенапруженому режимі  $K_p$  спадає швидше, ніж  $P_1$ , через зростання потужності збудження  $P_{б1}$  (див. рис. 3.33а).

Аналіз навантажувальних характеристик підтверджує зроблений раніше висновок про те, що критичний режим виявляється оптимальним для АЕ за корисною потужністю  $P_1$ , ККД і коефіцієнту підсилення по потужності  $K_p$ .

### 3.8. Методика розрахунку ВЧ генератора з біполярним транзистором

На основі проведеного аналізу складемо методику розрахунку електричного режиму роботи ВЧ генератора з біполярним транзистором в граничному режимі роботи. Порядок розрахунку генератора будемо супроводжувати типовим прикладом.

**Вихідні дані для розрахунку.** Робоча частота  $f=300$  МГц, вихідна

потужність  $P_1=20$  Вт.

**Вибір типу біполярного транзистора.** Виходячи із заданої потужності і частоти сигналу, за довідником вибираємо тип транзистора. Зупиняємося на транзисторі типу КТ925В, що має допустимі параметри:

- імпульсне (пікове) значення колекторного струму 8,5 А;
- постійна складова колекторного струму в безперервному режимі 3,3 А;
- пікове значення напруги колектор-емітер і колектор - база 36 В;
- потужність  $P_K$ , що розсіюється колектором, 25 Вт при  $t_K < t_{K0} = 40^\circ \text{C}$ , тепловий опір  $R_t=4,4$  град/Вт.
- Вибираємо кут відсічки  $\theta = 90^\circ$ , для якого:  $\alpha_0(\theta)=0,318$ ;  $\alpha_1(\theta)=0,5$ ;  $g_1(\theta)=1,57$  (рис.П1).

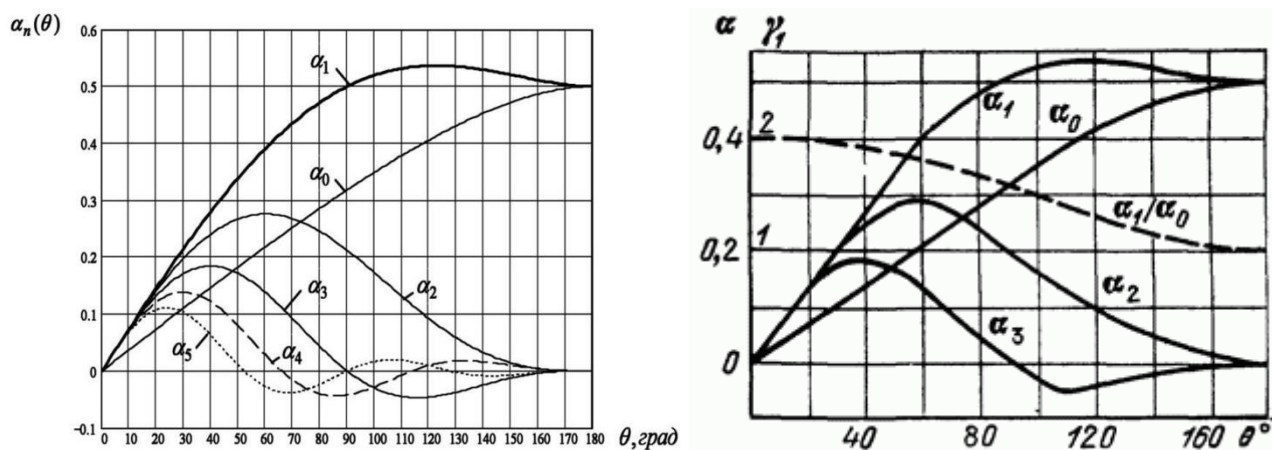


Рис.П1 Коефіцієнти Берга

За характеристиками приладу визначається:

- крутизна лінії граничного режиму  $S_{ГР}=2$  А/В або  $r_{НАС} = 1/S_{ГР} = 0,5$  Ом;
- напруга відсічки  $E'_B = 0,7$  В.

Вибираємо граничний режим роботи. Приймаємо  $E_K = 15$  В. Опір бази  $r_B = 1$  Ом, опір  $r_{СТ} = 0,5$  Ом. Розрахунок колекторної ланцюга генератора :

1. Коефіцієнт використання колекторної напруги, який визначається згідно з:

$$\xi_{ГР} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{НАС}}{\alpha_1(\theta) E_K^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 20 \cdot 0,5}{0,5 \cdot 15^2}} = 0,77$$

2. Амплітуда колекторної ВЧ напруги:

$$U_{Km} = \xi_{ГР} E_K = 0,77 \cdot 15 = 11,5 \text{ В.}$$

3. Пікове значення напруги колектор-емітер:

$$U_{К.ПІК} = E_K + U_{Km} = 15 + 11,5 = 26 \text{ В} < U_{К.ДОД} = 36 \text{ В.}$$

4. Амплітуда 1-ї гармоніки колекторного струму:

$$I_{K1} = 2P_1 / U_{Km} = 2 \cdot 20 / 11,5 = 3,48 \text{ А.}$$

5. Амплітуда імпульсу колекторного струму:

$$I_{Km} = I_{K1} / \alpha_1(\theta) = 3,48 / 0,5 = 6,96 \text{ А} < I_{K.ДОД} = 8,5 \text{ А.}$$

6. Постійна складова колекторного струму:

$$I_{K0} = \alpha_0(\theta) I_{Km} = 0,318 \cdot 6,96 = 2,21 \text{ А} < I_{K.ДОД} = 3,3 \text{ А.}$$

7. Потужність, що споживається колекторним ланцюгом:

$$P_0 = I_{K0} E_K = 2,2 \cdot 1,15 = 33,2 \text{ Вт.}$$

8. Потужність, що розсіюється колектором:

$$P_K = P_0 - P_1 = 33,2 - 20 = 13,2 \text{ Вт} < P_{K.ДОД} = 25 \text{ Вт.}$$

9. Коефіцієнт корисної дії:

$$\eta = P_1 / P_0 = 25 / 33,2 \approx 60\% .$$

10. Опір навантаженого колекторного ланцюга, необхідний для реалізації розрахованого режиму роботи:

$$R_1 = U_{Km} / I_{K1} = 11,5 / 3,48 = 3,3 \text{ Ом.}$$

### **Розрахунок базового ланцюга підсилювача**

1. Коефіцієнт підсилення транзистора за потужністю визначається згідно

$$K_P = \frac{R_1}{r_B + r_{Cm}} \left( \frac{f_{ГР}}{f} \right)^2 = \frac{3,3}{1 + 0,5} \left( \frac{450}{300} \right)^2 = 4,95 \text{ або } 7 \text{ дБ.}$$

2. Потужність вхідного сигналу:

$$P_{BX1} = P_1 / K_P = 20 / 4,95 = 4 \text{ Вт.}$$

3. Перша гармоніка струму бази:

$$I_{B1} = I_{K1} / |\beta| = 3,48 / 1,5 = 2,32 \text{ А.}$$

$$\text{де } \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_{ep})^2}} = \frac{5}{\sqrt{1 + 3^2}} = 1,5 ,$$

$\beta_0$  = модуль коефіцієнту передачі струму бази в схемі із загальним емітером для транзистора КТ925В на частоті  $f_{ГР} = 100 \text{ МГц}$ ;

$f = 300 \text{ МГц}$  – частота підсилення транзистора.

4. Амплітуда вхідної ВЧ напруги «база-емітер»:

$$U_{BE_{em}} = 2P_{BX1}/I_{B1} = 2 \cdot 4 / 2,32 = 3,58 \text{ В} < U_{BE_{max}} = 4 \text{ В}.$$

5. Напруга зсуву, яка визначається згідно:

$$E_B = E'_B - U_{BE_{em}} \cos \theta = 0,7 \text{ В}.$$

6. Вхідний опір по 1-ій гармоніці сигналу:

$$R_{BX1} = U_{BE_{em}}/I_{B1} = 3,58 / 2,32 = 1,6 \text{ Ом}.$$

Аналогічним чином розраховується генератор з потужним польовим транзистором.

### 3.8.1 Розрахунок елементів ланцюгів живлення ГЗЗ

Розділовий конденсатор необхідний для того, щоб постійна складова струму не потрапляла у джерело ВЧ сигналу, що подається на вхід підсилювача та у наступний каскад, що може бути включений на виході підсилювача.

Блокувальний конденсатор та індуктивність необхідні для того, щоб у джерело живлення не потрапляли високочастотні коливання.

$$L_{\text{бл}} = \frac{(10 \dots 20) R_1}{2\pi f},$$

$$C_{\text{разд}} = \frac{10 \dots 20}{2\pi f \cdot R_1},$$

$$C_{\text{бл}} = \frac{10 \dots 20}{4\pi^2 f^2 \cdot L_{\text{бл}}},$$

### 3.8.2 Розрахунок резонансних кіл

Паралельний коливальний контур складається із паралельного з'єднання котушки індуктивності та ємності, що підключені паралельно до джерела живлення. У радіотехніці таке коло називають *коливальним контуром паралельного живлення* або *скорочено паралельним коливальним контуром*.

Розглянемо канонічну форму паралельного коливального контуру (рис.П2). У такому колі має місце резонанс струмів:

$$I_L + I_C = 0$$



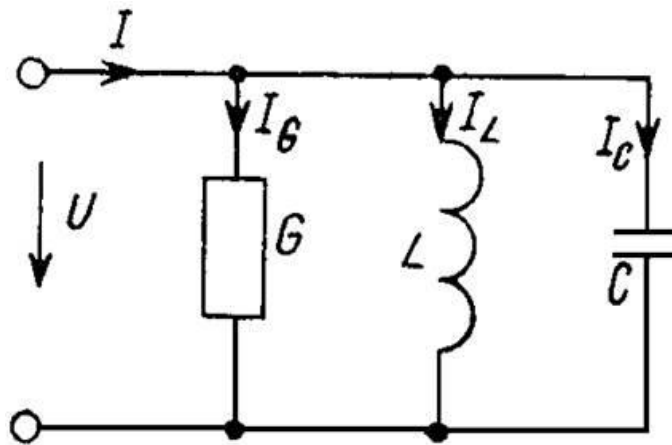


Рис.П2 Паралельний коливальний контур

Запишемо вираз вхідної провідності

$$Y = g + Y_L + Y_C = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = g + jb$$

де

$R = 1/g$  - це активний еквівалентний опір паралельного коливального контура на резонансній частоті

**Резонанс** має місце, коли  $b=0$ . Отже, прирівняємо до нуля реактивну вхідну провідність

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$$

Звідси легко визначити резонансну частоту контуру, рад/с

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

На резонансній частоті відбувається взаємна компенсація реактивних провідностей і відповідна компенсація струмів у них. Тому резонанс у паралельному контурі називають резонансом струмів.

В реальних коливальних контурах на резонансних частотах завжди виконується умова  $R \gg \rho$ , то внесений опір, як і у послідовному контурі визначається за формулою

$$R_{\text{вн}} = \frac{\rho^2}{R}$$

де  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  - характеристичний опір коливального контуру.

Примітка:

Після визначення вхідного та вихідного опору попереднього підсилювача потужності  $R_{вх}$  та  $R_{вих}$ , необхідно по вищенаведеним формулам розрахувати параметри ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ) вхідного та вихідного коливального контуру підсилювача.

## **7. Вимоги до оформлення звіту з практичного завдання**

Кожна контрольна робота виконується у вигляді друкованого звіту. Пояснювальна записка до звіту з кожного практичного завдання повинна мати наступну структуру

- 8) Титульний аркуш (див. додаток А)
- 9) Зміст
- 10) Вступ
- 11) Основна частина
- 12) Висновок
- 13) Перелік посилань (при необхідності)
- 14) Додатки (при необхідності)

У *ВСТУПІ* формулюються:

- Актуальність практичного завдання;
- Мета та задачі практичного завдання;
- Методика вирішення поставлених завдань.

У основній частині кожного практичного завдання викладаються розрахунки, графіки, схеми тощо.

У *ВИСНОВКАХ* необхідно підвести підсумки проведеної роботи в цілому, узагальнення в широкому сенсі. Вони оформлюються у вигляді зв'язаного тексту, розділеного на абзаци відповідно до змісту роботи.

Висновки не повинні містити цитати та посилання. Висновок повинен містити лише ітог проведеного аналізу і повинен бути максимально коротким та точним.

У *ДОДАТКИ* доцільно виносити схеми, таблиці та інші матеріали, які при включенні до основної частини загромаджують текст та порушують логічну цілісність практичного завдання.

Текст всіх матеріалів, які входять до звіту з практичного завдання повинен бути набраний на комп'ютері в редакторі Word на одному аркуші стандартного листа білої бумаги формату А4.

Усі малюнки повинні бути намальовані або у графічному редакторі або від руки на міліметровому папері, що вклеюється на листи А4.

Подання звіту з практичного завдання (роботи) на перевірку повинно бути здійснено до визначеної дати, після якої доповнення та внесення правок в текст

пояснювальної записки не дозволяється.

Шрифт- Times New Roman.

Розмір шрифту – 14.

Міждрядковий інтервал – 1,15 рядку.

Абзацний відступ – 10 мм.

Поля: ліве – 30 мм, верхнє – 20 мм, праве – 15 мм, нижнє – 20 мм., вирівнювання тексту – по ширині.

Вступ, кожен розділ, висновки та перелік використаної літератури необхідно починати з нового аркуша. (Дане положення не відноситься до параграфів та підпунктів розділу).

Помилки, неточності повинні бути виправлені до подання роботи на перевірку.

Назви розділів, слова ВСТУП, ВИСНОВКИ, ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ (ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ) необхідно розташовувати в середині рядку, без дужок, без точки в кінці та друкувати великими літерами, не підкреслюючи та не відділяючи від тексту двома міжрядковими інтервалами.

Текст кожного параграфу також відокремлюється від назви наступного параграфу двома міжрядковими інтервалами.

Сторінки роботи необхідно нумерувати арабськими цифрами. Першою сторінкою є титульний аркуш. На ньому номер сторінки не ставиться.

Нумерація починається зі сторінки «Зміст» (тобто сторінка 2).

Номер сторінки проставляється в середині сторінки внизу без крапки в кінці.

Додатки розміщуються в кінці роботи після списку використаної літератури. На окремій сторінці, що включає загальну нумерацію сторінок, великими літерами по центру пишеться слово ДОДАТКИ. Далі розміщуються додатки.

Розділи (Глави) нумеруються арабськими цифрами. Параграфи, пункти, підпункти (крім вступу, висновків, переліку використаної літератури та додатків) нумеруються арабськими цифрами.

Посилання на джерела інформації повинні оформлюватися у вигляді квадратних дужок, що всередині містять номер цього джерела із переліку використаних джерел. Наприклад: «Відповідно до закону України про «радіочастотний ресурс» [5] електромагнітна сумісність – це..... »» або «в результаті проведення аналізу експериментальних даних, отримано той самий результат, що й у навчальному посібнику [2]. ».

Правила оформлення переліку на різні джерела інформації можна знайти, наприклад у Бюлетень ВАК України. – 2008. - №3. - С. 9-13 або за посиланням

**<http://www.library.ukma.edu.ua/?id=214>**

## ДОДАТКИ

### Додаток А Приклад оформлення титульного аркушу

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Кафедра телекомунікацій

Кредитний модуль «Передавальні та приймальні пристрої»/  
«Телекомунікаційні тракти прийому та передачі сигналів»

Розділ №1 «Радіопередавальні пристрої»

ЗВІТ З ПРАКТИЧНОГО ЗАНЯТТЯ №9  
(ДОМАШНЬОЇ КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТА  
ЧАСТИНА №2)

на тему

«Розрахунок попереднього транзисторного каскаду підсилення потужності  
радіопередавального пристрою системи радіозв'язку»

Виконав: студент(ка) гр. \_\_\_\_\_

Курс \_\_\_\_

\_\_\_\_\_. \_\_\_\_\_

Перевірив

к.т.н.

Цуканов О. Ф. \_\_\_\_\_

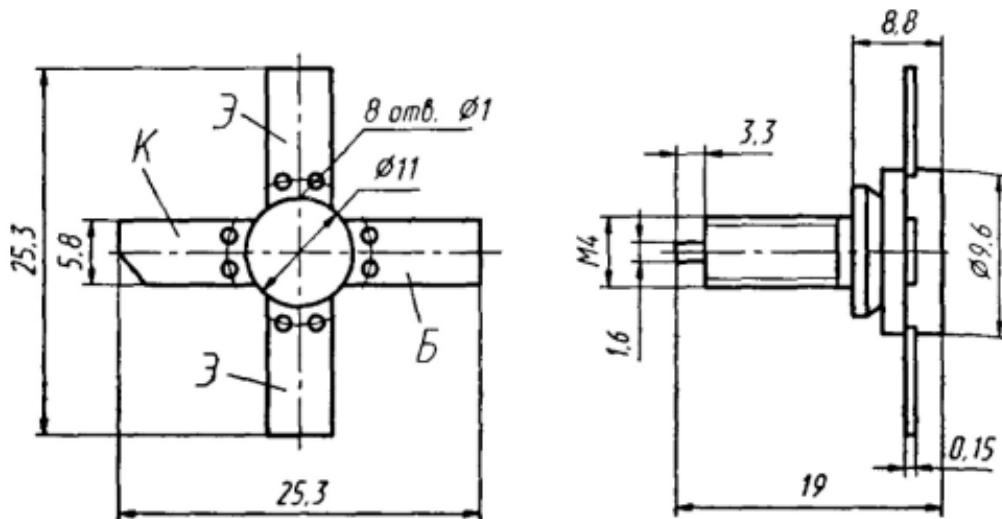
Оцінка \_\_\_\_\_

**2Т925А, 2Т925Б, 2Т925В,  
КТ925А, КТ925Б, КТ925В, КТ925Г**

Транзисторы кремниевые эпитаксиально-планарные структуры *n-p-n* генераторные. Предназначены для применения в усилителях мощности, умножителях частоты и автогенераторах на частотах 200...400 МГц при напряжении питания 12,6 В. Выпускаются в металлокерамическом корпусе с полосковыми выводами и монтажным винтом. Тип прибора указывается на корпусе.

Масса транзистора не более 4,5 г.

*2Т925(А-В), КТ925(А-Г)*



**Электрические параметры**

Выходная мощность на частоте  $f = 320$  МГц  
при  $U_{кз} = 12,6$  В,  $T_k = +65$  °С:

2Т925А, КТ925А .....	2 Вт
КТ925Б .....	5 Вт
2Т925Б .....	7 Вт
КТ925Г .....	15 Вт
2Т925В, КТ925В .....	20 Вт

Коэффициент усиления по мощности на частоте  $f = 320$  МГц:

$P_{вых} = 2$ Вт для 2Т925А, КТ925А, не менее	6,3
типовое значение .....	7*

$P_{\text{вых}} = 5$ Вт для КТ925Б, не менее .....	5
$P_{\text{вых}} = 7$ Вт для 2Т925Б, не менее .....	4
типовое значение .....	6*
$P_{\text{вых}} = 20$ Вт для 2Т925В, КТ925В, не менее ..	3
типовое значение .....	3,2*
$P_{\text{вых}} = 15$ Вт для КТ925Г, не менее .....	2,5
Коэффициент полезного действия коллектора, типовое значение:	
2Т925А, 2Т925Б .....	63*%
2Т925В .....	70*%
КТ925А, КТ925Б, КТ925В, КТ925Г, не менее .....	55%
Статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ при $U_{\text{кз}} = 5$ В, $I_{\text{к}} = 200$ мА:	
2Т925А, КТ925А, не менее .....	8
типовое значение .....	20*
2Т925Б, не менее .....	10
типовое значение .....	30*
2Т925В, КТ925В, не менее .....	17
типовое значение .....	80*
Модуль коэффициента передачи тока на высокой частоте при $U_{\text{кз}} = 10$ В, $f = 100$ МГц:	
$I_{\text{к}} = 0,6$ А для 2Т925А, не менее .....	6
типовое значение .....	14*
$I_{\text{к}} = 0,8$ А для 2Т925Б, не менее .....	6
типовое значение .....	17*
$I_{\text{к}} = 1$ А для 2Т925В, не менее .....	5
типовое значение .....	10*
$I_{\text{к}} = 0,6$ А для КТ925А, не менее .....	5
$I_{\text{к}} = 0,8$ А для КТ925Б, не менее .....	5
$I_{\text{к}} = 1$ А для 2Т925В, КТ925Г, не менее .....	4,5
Критический ток коллектора на частоте $f = 100$ МГц при $U_{\text{кз}} = 10$ В, не менее:	
2Т925А, КТ925А .....	0,8 А
2Т925Б, КТ925Б .....	1 А
2Т925В, КТ925В .....	4,5 А
КТ925Г .....	4 А
Постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте при $U_{\text{кз}} = 10$ В, $f = 5$ МГц:	
$I_{\text{з}} = 30$ мА для 2Т925А, КТ925А, не более .....	20 пс
типовое значение .....	8* пс
$I_{\text{з}} = 30$ мА для 2Т925Б, КТ925Б, не более .....	35 пс
типовое значение .....	22* пс
$I_{\text{з}} = 100$ мА для 2Т925В, КТ925В, КТ925Г, не более .....	40 пс

типичное значение.....	15* пс
Емкость коллекторного перехода	
при $U_{кб} = 12,6 \text{ В}$ , $f = 5 \text{ МГц}$ :	
2Т925А, КТ925А не более .....	15 пФ
типичное значение.....	9,5* пФ
2Т925Б, КТ925Б, не более .....	30 пФ
типичное значение.....	16* пФ
2Т925В, КТ925В, КТ925Г, не более .....	60 пФ
типичное значение.....	44* пФ
Обратный ток коллектор—эмиттер	
при $U_{кэ} = 36 \text{ В}$ , $R_{эб} = 100 \text{ Ом}$ , не более:	
$T = +25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
2Т925А.....	5 мА
КТ925А .....	7 мА
2Т925Б .....	10 мА
КТ925Б.....	12 мА
2Т925В, КТ925В, КТ925Г .....	30 мА
$T = +85 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
КТ925А .....	14 мА
КТ925Б.....	24 мА
КТ925В, КТ925Г .....	60 мА
$T = +125 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
2Т925А.....	10 мА
2Т925Б .....	20 мА
2Т925В .....	60 мА
Обратный ток эмиттера, не более:	
$T = +25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
$U_{эб} = 4 \text{ В}$ :	
2Т925А .....	2 мА
КТ925А .....	4 мА
$U_{эб} = 4 \text{ В}$ :	
2Т925Б .....	5 мА
КТ925Б .....	8 мА
$U_{эб} = 3,5 \text{ В}$ :	
2Т925В .....	5 мА
КТ925В, КТ925Г .....	10 мА
$T = +85 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
$U_{эб} = 4 \text{ В}$ для КТ925А .....	8 мА
$U_{эб} = 4 \text{ В}$ для КТ925Б .....	16 мА
$U_{эб} = 3,5 \text{ В}$ для КТ925В, КТ925Г .....	20 мА
$T = +125 \text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
$U_{эб} = 4 \text{ В}$ для 2Т925А .....	4 мА
$U_{эб} = 4 \text{ В}$ для 2Т925Б.....	10 мА
$U_{эб} = 3,5 \text{ В}$ для 2Т925В.....	10 мА

**Индуктивность выводов:****2Т925А, КТ925А:**

эмиттерного .....	1,2* нГн
коллекторного .....	2,4* нГн
базового .....	2,6* нГн

**2Т925Б, КТ925Б:**

эмиттерного .....	1* нГн
коллекторного .....	2,4* нГн
базового .....	2,4* нГн

**2Т925В, КТ925В, КТ925Г:**

эмиттерного .....	1* нГн
коллекторного .....	2,4* нГн
базового .....	2,4* нГн

**Емкости выводов относительно корпуса:**

эмиттер—корпус .....	1,84* пФ
коллектор—корпус .....	1,53* пФ
база—корпус .....	0,96* пФ

**Предельные эксплуатационные данные****Постоянное напряжение коллектор—эмиттер**

при  $R_{эб} \leq 100 \text{ Ом}$  ..... 36 В

Постоянное напряжение коллектор—база ..... 36 В

**Постоянное напряжение эмиттер—база:**

2Т925А, КТ925А, 2Т925Б, КТ925Б ..... 4 В

2Т925В, КТ925В, КТ925Г ..... 3,5 В

**Постоянный ток коллектора:**

2Т925А, КТ925А ..... 0,5 А

2Т925Б, КТ925Б ..... 1 А

2Т925В, КТ925В, КТ925Г ..... 3,3 А

**Импульсный ток коллектора при косинусоидальной форме импульса:**

2Т925А, КТ925А ..... 1 А

2Т925Б, КТ925Б ..... 3 А

2Т925В, КТ925В, КТ925Г ..... 8,5 А

**Средняя рассеиваемая мощность<sup>1</sup> в динамическом режиме при  $T_k \leq +40^\circ\text{C}$ :**

2Т925А, КТ925А ..... 5,5 Вт

2Т925Б, КТ925Б ..... 11 Вт

2Т925В, КТ925В, КТ925Г ..... 25 Вт

**Тепловое сопротивление переход—корпус:**

2Т925А, КТ925А ..... 20  $^\circ\text{C}/\text{Вт}$

2Т925Б, КТ925Б ..... 10  $^\circ\text{C}/\text{Вт}$



Температура $p-n$ перехода .....	+150 °C
Температура корпуса:	
2Т925А, 2Т925Б, 2Т925В .....	+125 °C
КТ925А, КТ925Б, КТ925В, КТ925Г .....	+85 °C
Температура окружающей среды:	
2Т925А, 2Т925Б, 2Т925В .....	-60... $T_K$ = = +125 °C
КТ925А, КТ925Б, КТ925В, КТ925Г .....	-45... $T_K$ = = +85 °C

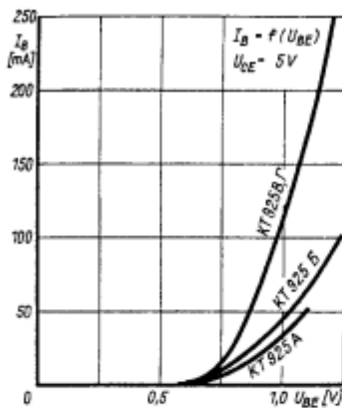


Bild 4: Abhängigkeit des Basisstroms von der Basis/Emitter-Spannung

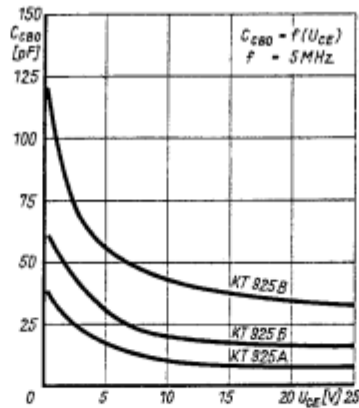


Bild 5: Kollektor/Basis-Kapazität als Funktion der Kollektor/Basis-Spannung

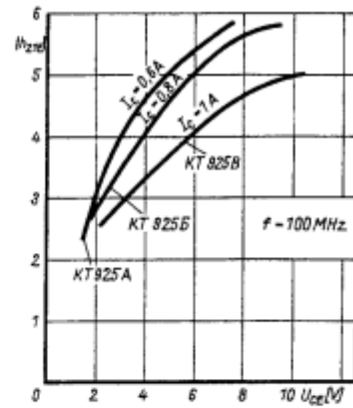


Bild 6: Großsignal-Verstärkung als Funktion der Kollektor/Emitter-Spannung bei  $f = 100 \text{ MHz}$

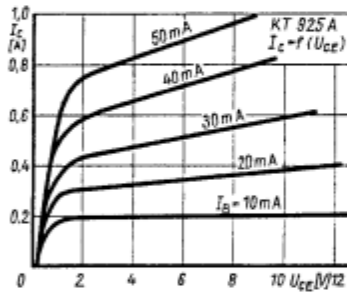


Bild 7: Ausgangskennlinienfeld des Transistors KT 925 A

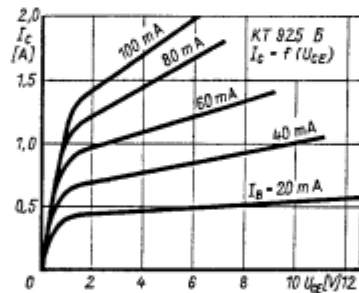


Bild 8: Ausgangskennlinienfeld des Transistors KT 925 B

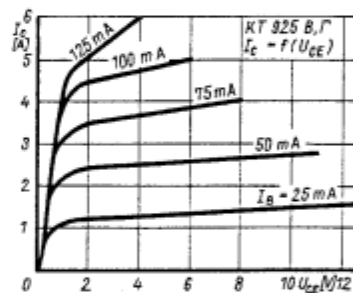


Bild 9: Ausgangskennlinienfeld der Transistoren KT 925 B und KT 925 Г

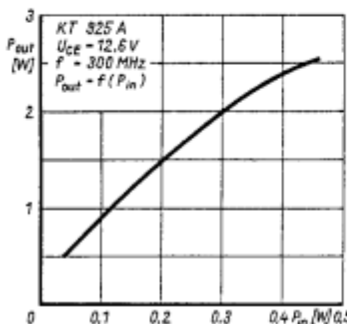


Bild 10: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung beim KT 925 A

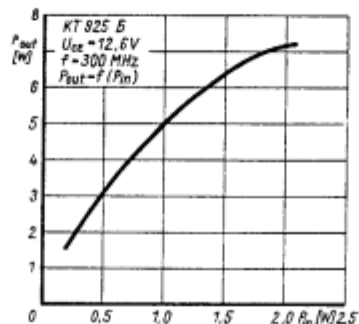


Bild 11: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung beim KT 925 B

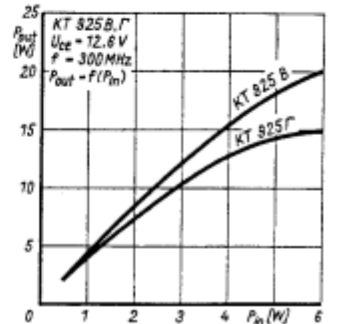


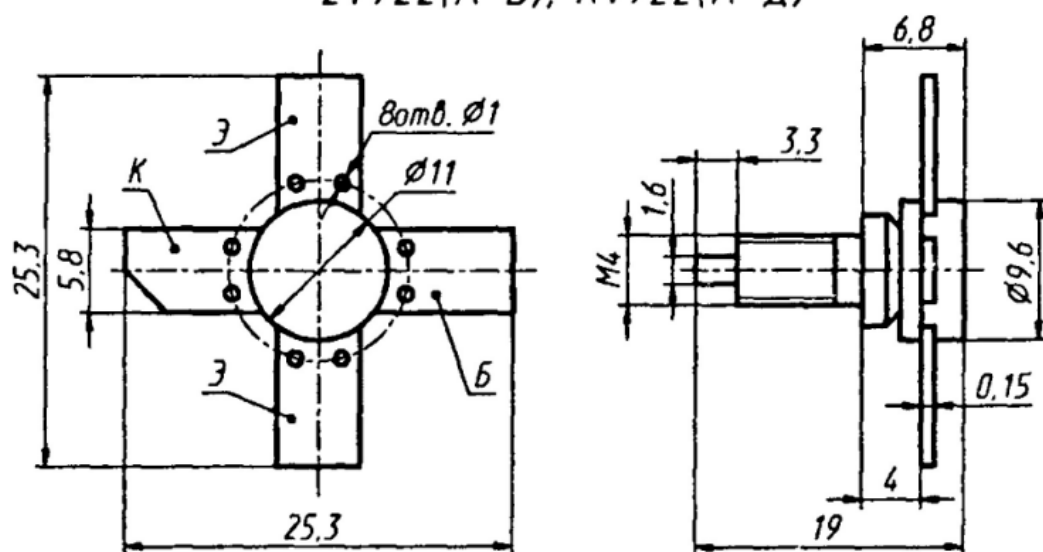
Bild 12: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung beim KT 925 B und KT 925 Г

**2Т922А, 2Т922Б, 2Т922В,  
КТ922А, КТ922Б, КТ922В, КТ922Г, КТ922Д**

Транзисторы кремниевые эпитаксиально-планарные структуры *п-р-п* генераторные. Предназначены для применения в усилителях мощности, умножителях частоты и автогенераторах на частотах выше 50 МГц при напряжении питания 28 В. Выпускаются в металлокерамическом корпусе с полосковыми выводами и монтажным винтом. Тип прибора указывается на корпусе.

Масса транзистора не более 4,5 г.

*2Т922(А-В), КТ922(А-Д)*



**Электрические параметры**

Выходная мощность на частоте  $f = 175$  МГц  
при  $U_{кз} = 28$  В,  $T_k = +40$  °С:

2Т922А, КТ922А .....	5 Вт
2Т922Б, КТ922Б .....	20 Вт
КТ922Г .....	17 Вт
КТ922Д .....	35 Вт
2Т922В, КТ922В .....	40 Вт

Коэффициент усиления по мощности на частоте  $f = 175$  °С МГц при  $U_{кз} = 28$  В:

$P_{вых} = 5$ Вт 2Т922А, КТ922А, не менее .....	10
типовое значение .....	20*
$P_{вых} = 20$ Вт 2Т922Б, КТ922Б, не менее ....	5,5
типовое значение .....	10*
$P_{вых} = 17$ Вт КТ922Г, не менее .....	5

$P_{\text{вых}} = 40$ Вт 2Т922В, КТ922В, не менее ....	4
типичное значение.....	6*
$P_{\text{вых}} = 35$ Вт КТ922Д, не менее .....	3,5
Коэффициент полезного действия коллектора, не менее:	
2Т922А, 2Т922Б, 2Т922В.....	55%
типичное значение.....	65*%
КТ922А, КТ922Б, КТ922В, КТ922Г, КТ922Д, не менее .....	50%
Статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ при $U_{\text{кз}} = 5$ В, $I_{\text{к}} = 0,1$ А для 2Т922А, $I_{\text{к}} = 0,25$ А для 2Т922Б, $I_{\text{к}} = 0,5$ А для 2Т922В, не менее.....	
типичное значение.....	10*
типичное значение.....	50*
Модуль коэффициента передачи тока на частоте $f = 100$ МГц, $U_{\text{кз}} = 10$ В:	
при $I_{\text{к}} = 0,4$ А для 2Т922А, КТ922А, не менее.....	3
типичное значение 7*	
при $I_{\text{к}} = 1,5$ А для 2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г, не менее .....	3
типичное значение.....	6,5*
при $I_{\text{к}} = 3$ А для 2Т922В, КТ922В, не менее.....	3
типичное значение.....	4,5*
при $I_{\text{к}} = 3$ А для КТ922Д, не менее .....	2,5
Напряжение насыщения коллектор—эмиттер, типичное значение:	
при $I_{\text{к}} = 100$ мА, $I_{\text{б}} = 20$ мА для 2Т922А....	0,3* В
при $I_{\text{к}} = 250$ мА, $I_{\text{б}} = 50$ мА для 2Т922Б....	0,35* В
при $I_{\text{к}} = 500$ мА, $I_{\text{б}} = 100$ мА для 2Т922В ..	0,4* В
Критический ток коллектора на частоте $f = 100$ МГц при $U_{\text{кз}} = 10$ В:	
2Т922А, КТ922А, не менее .....	0,6 А
типичное значение.....	1,2* А
КТ922Г, не менее .....	1,8 А
2Т922Б, КТ922Б, не менее .....	2 А
типичное значение.....	3* А
КТ922Д, не менее .....	4,5 А
2Т922В, КТ922В, не менее .....	5 А
типичное значение.....	6,5* А
Постоянная времени цепи обратной связи на частоте $f = 5$ МГц, $U_{\text{кз}} = 10$ В:	
при $I_{\text{з}} = 40$ мА для 2Т922А, КТ922А,	

не более.....	20 пс
типичное значение.....	7,5* пс
при $I_3 = 150$ мА для 2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г, не более.....	20 пс
типичное значение.....	8* пс
при $I_3 = 300$ мА для 2Т922В, КТ922В, КТ922Д, не более.....	25 пс
типичное значение.....	20* пс
Емкость коллекторного перехода	
при $U_{кб} = 28$ В, $f = 5$ МГц:	
2Т922А, КТ922А, не более.....	15 пФ
типичное значение.....	8* пФ
2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г, не более.....	35 пФ
типичное значение.....	20* пФ
2Т922В, КТ922В, КТ922Д, не более.....	65 пФ
типичное значение.....	50* пФ
Емкость эмиттерного перехода при $U_{эб} = 0$ , $f = 5$ МГц, типичное значение:	
2Т922А, КТ922А.....	75* пФ
2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г.....	200* пФ
2Т922В, КТ922В, КТ922Д.....	500* пФ
Обратный ток коллектор—эмиттер	
при $U_{кэ} = 65$ В, $R_{эб} = 100$ Ом, не более:	
$T = +25$ °С:	
2Т922А.....	2 мА
КТ922А.....	5 мА
2Т922Б.....	10 мА
2Т922В, КТ922Б, КТ922Г.....	20 мА
КТ922В, КТ922Д.....	40 мА
$T = +85$ °С:	
КТ922А.....	10 мА
КТ922Б, КТ922Г.....	20 мА
КТ922В, КТ922Д.....	40 мА
$T = +125$ °С:	
2Т922А.....	4 мА
2Т922Б.....	20 мА
2Т922В.....	40 мА
Обратный ток эмиттера при $U_{эб} = 4$ В, не более:	
$T = +25$ °С:	
2Т922А.....	0,25 мА
КТ922А.....	0,5 мА
2Т922Б.....	1 мА
2Т922В.....	2,5 мА

КТ922Б .....	3 мА
КТ922Г .....	4 мА
КТ922В, КТ922Д .....	6 мА
$T = +85\text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
КТ922А .....	1 мА
КТ922Б .....	6 мА
КТ922В, КТ922Д .....	12 мА
КТ922Г .....	8 мА
$T = +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ :	
2Т922А .....	0,5 мА
2Т922Б .....	2 мА
2Т922В .....	5 мА
Индуктивность выводов при $l = 1\text{ мм}$ , типовое значение:	
2Т922А, КТ922А:	
эмиттерного .....	1,7* нГн
коллекторного .....	2,4* нГн
базового .....	2,9* нГн
2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г:	
эмиттерного .....	1,1* нГн
коллекторного .....	2,4* нГн
базового .....	2,5* нГн
2Т922В, КТ922В, КТ922Д:	
эмиттерного .....	0,9* нГн
коллекторного .....	2,4* нГн
базового .....	2,4* нГн
Емкость электродов относительно корпуса, типовое значение:	
эмиттер—корпус .....	1,84* пФ
коллектор—корпус .....	1,53* пФ
база—корпус .....	0,96 пФ

### Предельные эксплуатационные данные

Постоянное напряжение коллектор—эмиттер <sup>1</sup>	
при $R_{БЭ} = 100\text{ Ом}$ .....	65 В
Постоянное напряжение эмиттер—база .....	4 В
Постоянный ток коллектора:	
2Т922А, КТ922А .....	0,8 А
2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г .....	1,5 А
2Т922В, КТ922В, КТ922Д .....	3 А
Импульсный ток коллектора при $t_{и} \leq 20\text{ мкс}$ , $Q > 50$ :	
2Т922А, КТ922А .....	1,5 А

2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г .....	4,5 А
2Т922В, КТ922В, КТ922Д .....	9 А
КСВН (коэффициент стоячей волны по напряжению) коллекторной цепи <sup>2</sup> .....	2
Средняя рассеиваемая мощность <sup>3</sup> в динамическом режиме при $T_K \leq +40^\circ\text{C}$ :	
2Т922А, КТ922А .....	8 Вт
2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г .....	20 Вт
2Т922В, КТ922В, КТ922Д .....	40 Вт
Тепловое сопротивление переход—корпус:	
2Т922А, КТ922А .....	15 °C/Вт
2Т922Б, КТ922Б, КТ922Г .....	6 °C/Вт
2Т922В, КТ922В, КТ922Д .....	3 °C/Вт
Температура р-п перехода .....	+160 °C
Температура корпуса:	
2Т922А, 2Т922Б, 2Т922В .....	+125 °C
КТ922А, КТ922Б, КТ922В, КТ922Г, КТ922Д .....	+85 °C
Температура окружающей среды:	
2Т922А, 2Т922Б, 2Т922В .....	-60... $T_K = +125^\circ\text{C}$
КТ922А, КТ922Б, КТ922В, КТ922Г, КТ922Д .....	-45... $T_K = +85^\circ\text{C}$

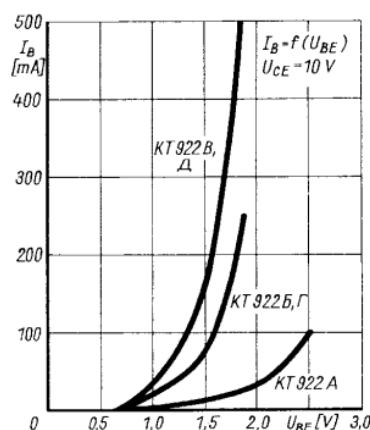
<sup>1</sup> При  $T = T_{\text{мин}}$   $U_{KЭР, \text{макс}} = 55 \text{ В}$ .

<sup>2</sup> Допускается работа при любых значениях КСВН (по модулю и фазе) при напряжении питания не более  $28 \text{ В} + 10\%$  и условии не превышения предельных эксплуатационных значений  $P_{K, \text{макс}}$ ,  $I_{K, \text{макс}}$ ,  $U_{KЭ, \text{макс}}$ ,  $U_{ЭБ, \text{макс}}$  (постоянные составляющие).

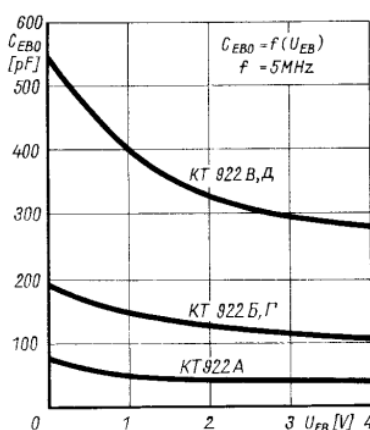
<sup>3</sup> При  $T_K > +40^\circ\text{C}$

$$P_{K, \text{ср макс}} = (160 - T_K) / R_T (\text{п-к}), \text{ Вт.}$$

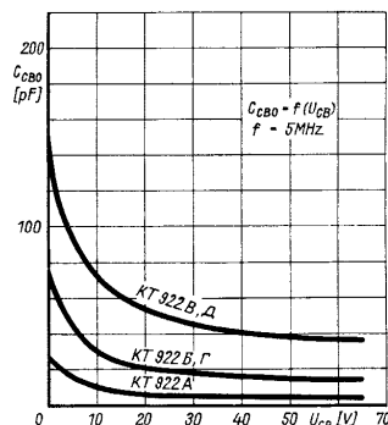
Пайка выводов допускается не ближе 3 мм от корпуса по методике, не приводящей к нарушению конструкции и герметичности транзисторов, при температуре не выше  $+270^\circ\text{C}$  в течение не более 5 с.



Билд 4: Abhängigkeit des Basisstroms von der Basis/Emitter-Spannung



Билд 5: Emitter/Basis-Kapazität als Funktion der Emitter/Basis-Spannung



Билд 6: Kollektor/Basis-Kapazität als Funktion der Kollektor/Basis-Spannung

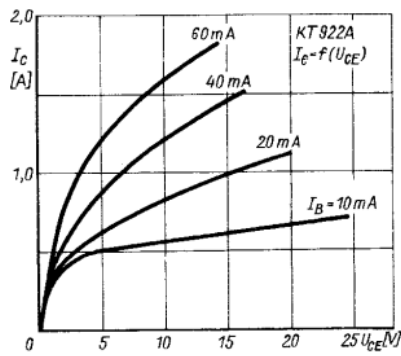


Bild 7: Ausgangskennlinienfeld des Transistors KT 922 A

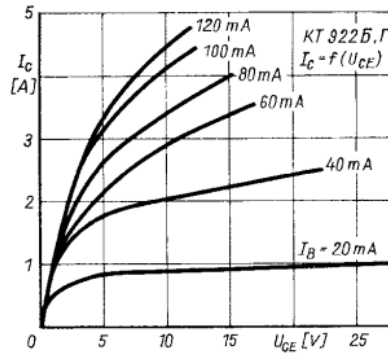


Bild 8: Ausgangskennlinienfeld der Typen KT 922 B und KT 922 Γ

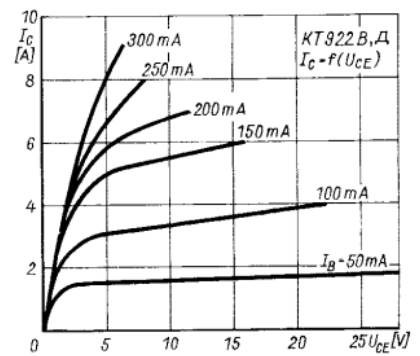


Bild 9: Ausgangskennlinienfeld der Typen KT 922 B und KT 922 Δ

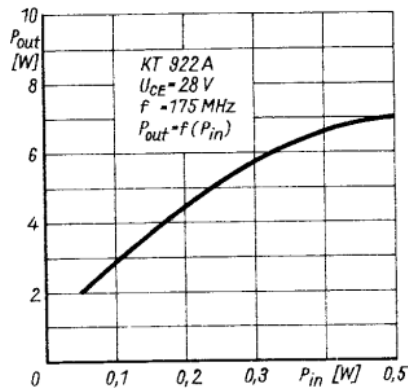


Bild 10: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung beim KT 922 A

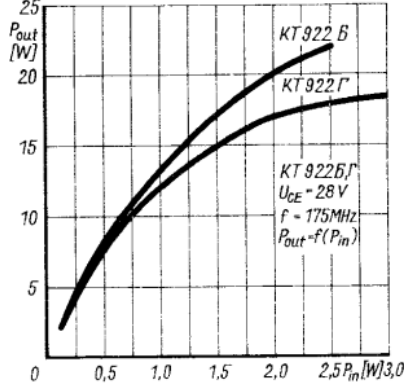


Bild 11: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung beim KT 922 B und KT 922 Γ

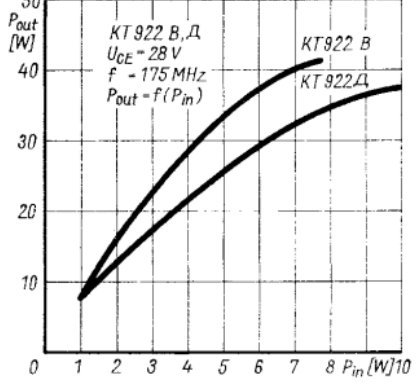


Bild 12: Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung beim KT 922 B und KT 922 Δ

**Практичне заняття №10. Передпроектна оцінка передачі інформації по лінії далекого космічного зв'язку. Техніко-економічна оптимізація тракту НВЧ приймальної та передавальної земної станції супутникової лінії зв'язку**

**Задача №1**

Ширина смуги частот радіотракта приймача центру ДКС становить  $\Delta f_T$ , мінімальна чутливість  $P_{\text{пр}}$ , а шумова температура всіх джерел шуму в приймачі  $T_{\text{эф}}$ . Визначити час (в годинах і добах), необхідний для передачі з КА в центр ДКС цифрового фотознімку поверхні планети, розмір якого становить  $V$ .

№ Варіанту	Ширина смуги частот радіотракта приймача $\Delta f_T$ , кГц	мінімальна чутливість $P_{\text{пр}}$ , Вт	шумова температура всіх джерел шуму в приймачі $T_{\text{эф}}$ , К	Розмір цифрового фотознімку $V$ , Мбайт
1	30	$10^{-19}$	40	6
2	35	$2 \cdot 10^{-19}$	50	6,5
3	40	$3 \cdot 10^{-19}$	65	5
4	45	$4 \cdot 10^{-19}$	75	5,5
5	50	$0,6 \cdot 10^{-19}$	80	5
6	25	$0,4 \cdot 10^{-19}$	90	6
7	20	$0,4 \cdot 10^{-19}$	100	4
8	15	$0,1 \cdot 10^{-19}$	120	7,5
9	30	$1,2 \cdot 10^{-19}$	135	7
10	35	$1,4 \cdot 10^{-19}$	125	6
11	40	$1,6 \cdot 10^{-19}$	110	6,5
12	45	$2,2 \cdot 10^{-19}$	90	4
13	50	$2,4 \cdot 10^{-19}$	85	4,5
14	25	$0,5 \cdot 10^{-19}$	70	5
15	20	$0,3 \cdot 10^{-19}$	60	5
16	30	$0,1 \cdot 10^{-19}$	135	6
17	50	$0,3 \cdot 10^{-19}$	125	6,5
18	50	$0,4 \cdot 10^{-19}$	120	5
19	45	$0,4 \cdot 10^{-19}$	110	5,5
20	45	$0,5 \cdot 10^{-19}$	100	5
21	40	$0,6 \cdot 10^{-19}$	90	6
22	40	$1,2 \cdot 10^{-19}$	90	4
23	35	$1,4 \cdot 10^{-19}$	85	7,5
24	35	$1,6 \cdot 10^{-19}$	80	7
25	30	$1 \cdot 10^{-19}$	75	6
26	25	$2,2 \cdot 10^{-19}$	70	6,5
27	25	$2,4 \cdot 10^{-19}$	65	4



28	20	$2 \cdot 10^{-19}$	60	4,5
29	20	$3 \cdot 10^{-19}$	50	5
30	15	$4 \cdot 10^{-19}$	40	5
31	15	$0,1 \cdot 10^{-19}$	120	7,5
32	50	$2,4 \cdot 10^{-19}$	85	4,5
33	45	$2,2 \cdot 10^{-19}$	90	4
34	40	$1,6 \cdot 10^{-19}$	110	6,5
35	35	$1,4 \cdot 10^{-19}$	125	6
36	30	$1,2 \cdot 10^{-19}$	135	7
37	25	$0,5 \cdot 10^{-19}$	70	5
38	20	$0,3 \cdot 10^{-19}$	60	5

## Задача №2

Визначити мінімальний діаметр (в метрах) і коефіцієнт посилення (в децибелах) дзеркальної параболическої антени (ЗА) центру ДКС, що забезпечує прийом сигналу від КА на частоті  $f$  з чутливістю не гірше  $P_{\text{пр}}$  (Вт) при знаходженні КА на дальності  $d$  (млн.км) від Землі, якщо коефіцієнт посилення антени передавача КА становить  $G_{\text{пд}}$  (дБ), а його потужність  $P_{\text{пд}}$  (Вт). Коефіцієнт використання поверхні ЗА центру ДКС прийняти рівним  $v$ . Втрати, зумовлені впливом іоносфери, тропосфери і. ін. чинників прийняти рівними  $L$  (дБ)

№ Варіанту	Несуча частота сигналу $f$ , ГГц	Чутливість приймача земної станції $P_{\text{пр}}$ , Вт	Дальність до космічного апарата від земної станції $d$ , млн.км	Коефіцієнт підсилення антени КА, дБ	Потужність передавача КА, Вт	Коефіцієнт використання поверхні ЗА, $v$	Втрати від іоносфери, тропосфери і.т.п $L$ , дБ
1	2	$10^{-21}$	500	10	40	0,65	8
2	1,9	$2 \cdot 10^{-21}$	450	15	20	0,7	9
3	1,8	$3 \cdot 10^{-21}$	400	18	10	0,7	10
4	1,7	$4 \cdot 10^{-21}$	350	20	5	0,65	7
5	1,6	$5 \cdot 10^{-21}$	300	18	40	0,6	6,5
6	1,5	$6 \cdot 10^{-21}$	500	15	20	0,65	7
7	1,4	$7 \cdot 10^{-21}$	550	10	10	0,55	6
8	1,3	$8 \cdot 10^{-21}$	600	25	5	0,55	6
9	1,2	$9 \cdot 10^{-21}$	450	20	40	0,7	8
10	1,1	$10 \cdot 10^{-21}$	400	15	20	0,55	8,5
11	1	$20 \cdot 10^{-21}$	350	12	10	0,7	9
12	2,1	$40 \cdot 10^{-21}$	300	8	5	0,7	9,5
13	2,2	$60 \cdot 10^{-21}$	550	16	50	0,6	10
14	2,3	$80 \cdot 10^{-21}$	500	16	25	0,65	10
15	2,4	$100 \cdot 10^{-21}$	450	19	30	0,55	8,5
16	2	$9 \cdot 10^{-21}$	500	10	40	0,65	8
17	1	$20 \cdot 10^{-21}$	350	12	10	0,6	9
18	1,1	$3 \cdot 10^{-21}$	400	15	20	0,6	8,5

19	1,2	$4 \cdot 10^{-21}$	450	20	40	0,65	8
20	1,3	$40 \cdot 10^{-21}$	600	25	5	0,65	6
21	1,4	$5 \cdot 10^{-21}$	550	10	10	0,65	6
22	1,5	$6 \cdot 10^{-21}$	500	15	20	0,7	7
23	1,6	$60 \cdot 10^{-21}$	300	18	40	0,7	6,5
24	1,7	$7 \cdot 10^{-21}$	350	20	5	0,7	7
25	1,8	$8 \cdot 10^{-21}$	400	18	10	0,7	10
26	1,9	$80 \cdot 10^{-21}$	450	15	20	0,7	9
27	2,1	$2 \cdot 10^{-21}$	300	8	5	0,55	9,5
28	2,2	$2 \cdot 10^{-21}$	550	16	50	0,55	10
29	2,3	$100 \cdot 10^{-21}$	500	16	25	0,55	10
30	2,4	$10 \cdot 10^{-21}$	450	19	30	0,55	8,5
31	2,1	$40 \cdot 10^{-21}$	300	8	5	0,7	9,5
32	1	$60 \cdot 10^{-21}$	550	10	50	0,6	10
33	1,1	$80 \cdot 10^{-21}$	500	12	25	0,65	10
34	1,2	$100 \cdot 10^{-21}$	450	15	30	0,55	9
35	2	$9 \cdot 10^{-21}$	500	16	40	0,65	8,5
36	2,2	$20 \cdot 10^{-21}$	350	16	10	0,6	8,5
37	2,3	$3 \cdot 10^{-21}$	400	19	20	0,6	8
38	2,4	$4 \cdot 10^{-21}$	450	20	40	0,65	8

### Задача №3

Дано функціонально вартісні моделі компонентів передавальної ЗС:

- антени в складі дзеркала і опромінювача  $C_a$  тис. дол.,
- передавача Ку - діапазону  $C_{\PiД}$  тис. дол.,

Отримати функціональну залежність оптимального діаметра антени  $D_a$  від: ЕІВП ЗС  $E$ , довжини хвилі  $\lambda$  і КВП.

Для заданих значень  $\lambda$ ,  $E$ , КВП = 0.9 визначити:

- розмір оптимального діаметра антени  $D_a$ ,
- потужність передавача  $P$ ,
- вартість передавальної системи  $C\Sigma$ .

№ п/п	вартісні моделі компонентів передавальної ЗС		Довжина хвилі $\lambda$ , см	ЕІВП $E$ , дБВт,	КВП
	антени в складі дзеркала і опромінювача $C_a$ тис. дол.	передавача Ку - діапазону $C_{\PiД}$ тис. дол.,			
1	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\PiД} = 7.059 \cdot P^{0,43}$	2,5	75	0.9
2	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\PiД} = 4.456 \cdot P^{0,43}$	7,5	70	0.9
3	$C_a = 4,234 + 2,433 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\PiД} = 3,412 \cdot P^{0,73}$	2,5	67	0.8
4	$C_a = -7,896 + 1,321 \cdot D_a^{2,4}$	$C_{\PiД} = 1.655 \cdot P^{0,87}$	7,5	71	0.85
5	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,8}$	$C_{\PiД} = 5.344 \cdot P^{0,9}$	2,5	72	0.8

<b>6</b>	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 3.786 \cdot P^{0,52}$	7,5	75	0.75
<b>7</b>	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,9}$	$C_{\Pi\Delta} = 2.198 \cdot P^{1,32}$	2,5	70	0.7
<b>8</b>	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.123 \cdot P^{0,33}$	7,5	60	0.8
<b>9</b>	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.897 \cdot P^{1,06}$	2,5	65	0.9
<b>10</b>	$C_a = 1,889 + 8,297 \cdot D_a^{2,1}$	$C_{\Pi\Delta} = 7,567 \cdot P^{0,58}$	7,5	70	0.7
<b>11</b>	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.897 \cdot P^{1,06}$	2,5	75	0.9
<b>12</b>	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.123 \cdot P^{0,33}$	7,5	70	0.9
<b>13</b>	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,9}$	$C_{\Pi\Delta} = 2.198 \cdot P^{1,32}$	2,5	67	0.8
<b>14</b>	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 3.786 \cdot P^{0,52}$	7,5	71	0.85
<b>15</b>	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,8}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.344 \cdot P^{0,9}$	2,5	72	0.8
<b>16</b>	$C_a = -7,896 + 1,321 \cdot D_a^{2,4}$	$C_{\Pi\Delta} = 1.655 \cdot P^{0,87}$	7,5	75	0.75
<b>17</b>	$C_a = 4,234 + 2,433 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\Pi\Delta} = 3,412 \cdot P^{0,73}$	2,5	70	0.7
<b>18</b>	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\Pi\Delta} = 4.456 \cdot P^{0,43}$	7,5	60	0.8
<b>19</b>	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.059 \cdot P^{0,43}$	2,5	65	0.9
<b>20</b>	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.059 \cdot P^{0,43}$	2,5	75	0.9
<b>21</b>	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\Pi\Delta} = 4.456 \cdot P^{0,43}$	7,5	70	0.9
<b>22</b>	$C_a = 4,234 + 2,433 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\Pi\Delta} = 3,412 \cdot P^{0,73}$	2,5	67	0.8
<b>23</b>	$C_a = -7,896 + 1,321 \cdot D_a^{2,4}$	$C_{\Pi\Delta} = 1.655 \cdot P^{0,87}$	7,5	71	0.85
<b>24</b>	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,8}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.344 \cdot P^{0,9}$	2,5	72	0.8
<b>25</b>	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 3.786 \cdot P^{0,52}$	7,5	75	0.75
<b>26</b>	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,9}$	$C_{\Pi\Delta} = 2.198 \cdot P^{1,32}$	2,5	70	0.7
<b>27</b>	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.123 \cdot P^{0,33}$	7,5	60	0.8
<b>28</b>	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.897 \cdot P^{1,06}$	2,5	65	0.9
<b>29</b>	$C_a = 1,889 + 8,297 \cdot D_a^{2,1}$	$C_{\Pi\Delta} = 7,567 \cdot P^{0,58}$	7,5	70	0.7
<b>30</b>	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.897 \cdot P^{1,06}$	2,5	75	0.9
<b>31</b>	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.123 \cdot P^{0,33}$	7,5	70	0.9
<b>32</b>	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,9}$	$C_{\Pi\Delta} = 2.198 \cdot P^{1,32}$	2,5	67	0.8
<b>33</b>	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\Pi\Delta} = 3.786 \cdot P^{0,52}$	7,5	71	0.85
<b>34</b>	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,8}$	$C_{\Pi\Delta} = 5.344 \cdot P^{0,9}$	2,5	72	0.8
<b>35</b>	$C_a = -7,896 + 1,321 \cdot D_a^{2,4}$	$C_{\Pi\Delta} = 1.655 \cdot P^{0,87}$	7,5	75	0.75
<b>36</b>	$C_a = 4,234 + 2,433 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\Pi\Delta} = 3,412 \cdot P^{0,73}$	2,5	70	0.7
<b>37</b>	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\Pi\Delta} = 4.456 \cdot P^{0,43}$	7,5	60	0.8
<b>38</b>	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\Pi\Delta} = 7.059 \cdot P^{0,43}$	2,5	65	0.9

#### Задача №4

Дано функціонально вартісні моделі компонентів приймальні ЗС:

- антени в складі дзеркала і опромінювача  $C_a$  тис. дол.,
- приймача Ку – діапазону  $C_{\text{пр}}$  тис. дол.,

Отримати функціональну залежність оптимального діаметра антени від: добротності ЗС  $Q$ , довжини хвилі  $\lambda$  і КВП.

Для значень  $\lambda = 2,5$  см,  $Q = 40$  дБ / К, КВП = 0.9 визначити:

- розмір оптимального діаметра антени  $D_a$ ,
- еквівалентну шумову температуру приймальної ЗС,
- вартість прийомної системи  $C_{\Sigma}$ .

№ п/п	вартісні моделі компонентів передавальної ЗС		Довжина хвилі $\lambda$ , см	Добротність ЗС $Q$ , дБ/К	КВП
	антени в складі дзеркала і опромінювача $C_a$ тис. дол.	передавача Ку - діапазону $C_{\text{пр}}$ тис. дол.,			
1	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\text{пр}} = 124.795 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,15}$	2,5	40	0.9
2	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\text{пр}} = 506.731 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,5}$	7,5	35	0.9
3	$C_a = 4,234 + 8,233 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{пр}} = 400.212 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,73}$	2,5	42	0.8
4	$C_a = -8,896 + 3,321 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{пр}} = 474.052 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,17}$	7,5	41	0.85
5	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{пр}} = 315.348 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,9}$	2,5	39	0.8
6	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,15}$	$C_{\text{пр}} = 323.612 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,22}$	7,5	37	0.75
7	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\text{пр}} = 211.238 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,2}$	2,5	38	0.7
8	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\text{пр}} = 152.623 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,33}$	7,5	36	0.8
9	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{пр}} = 512.497 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,36}$	2,5	37	0.9
10	$C_a = 1,889 + 5,297 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\text{пр}} = 936.567 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,18}$	7,5	35	0.8
11	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{пр}} = 512.497 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,36}$	2,5	40	0.9
12	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\text{пр}} = 152.623 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,33}$	7,5	35	0.9
13	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\text{пр}} = 211.238 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,2}$	2,5	42	0.8
14	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,15}$	$C_{\text{пр}} = 323.612 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,22}$	7,5	41	0.85
15	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{пр}} = 315.348 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,9}$	2,5	39	0.8
16	$C_a = -8,896 + 3,321 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{пр}} = 474.052 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,17}$	7,5	37	0.75
17	$C_a = 4,234 + 8,233 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{пр}} = 400.212 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,73}$	2,5	38	0.7
18	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\text{пр}} = 506.731 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,5}$	7,5	36	0.8
19	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\text{пр}} = 124.795 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,15}$	2,5	37	0.9
20	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\text{пр}} = 124.795 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,15}$	2,5	40	0.9
21	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\text{пр}} = 506.731 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,5}$	7,5	35	0.9

22	$C_a = 4,234 + 8,233 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{IP}} = 400.212 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,73}$	2,5	42	0.8
23	$C_a = -8,896 + 3,321 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{IP}} = 474.052 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,17}$	7,5	41	0.85
24	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{IP}} = 315.348 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,9}$	2,5	39	0.8
25	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,15}$	$C_{\text{IP}} = 323.612 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,22}$	7,5	37	0.75
26	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\text{IP}} = 211.238 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,2}$	2,5	38	0.7
27	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\text{IP}} = 152.623 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,33}$	7,5	36	0.8
28	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{IP}} = 512.497 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,36}$	2,5	37	0.9
29	$C_a = 1,889 + 5,297 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\text{IP}} = 936.567 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,18}$	7,5	35	0.8
30	$C_a = 2,321 + 1,735 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{IP}} = 512.497 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,36}$	2,5	40	0.9
31	$C_a = 2,891 + 1,061 \cdot D_a^{1,6}$	$C_{\text{IP}} = 152.623 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,33}$	7,5	35	0.9
32	$C_a = -4,111 + 7,564 \cdot D_a^{1,4}$	$C_{\text{IP}} = 211.238 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,2}$	2,5	42	0.8
33	$C_a = -8,612 + 5,094 \cdot D_a^{1,15}$	$C_{\text{IP}} = 323.612 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,22}$	7,5	41	0.85
34	$C_a = 2,456 + 6,432 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{IP}} = 315.348 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,9}$	2,5	39	0.8
35	$C_a = -8,896 + 3,321 \cdot D_a^{1,7}$	$C_{\text{IP}} = 474.052 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,17}$	7,5	37	0.75
36	$C_a = 4,234 + 8,233 \cdot D_a^{1,2}$	$C_{\text{IP}} = 400.212 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,73}$	2,5	38	0.7
37	$C_a = 1,988 + 1,076 \cdot D_a^2$	$C_{\text{IP}} = 506.731 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,5}$	7,5	36	0.8
38	$C_a = -9,907 + 3,754 \cdot D_a^{1,5}$	$C_{\text{IP}} = 124.795 \cdot T_{\text{ш}}^{-1,15}$	2,5	37	0.9

## Розподіл варіантів завдання

Вказується викладачем окремо

### 1. Особливості систем далекого космічного зв'язку

Радіохвилі різних діапазонів по-різному проходять через земну атмосферу. Для космічного зв'язку оптимальний діапазон від **1,5 до 30 сантиметрів**. За межами цього вікна радіосигнал помітно послаблюється в атмосфері або навіть може від неї відбитися. **На більш коротких хвилях втрати енергії зростають за рахунок поглинання молекулами води і кисню в тропосфері, а на більш довгих хвилях проходженню сигналу все сильніше заважає іоносфера, яка для хвиль довше 10-30 метрів стає непереборною перешкодою.** Поглинання радіохвиль також викликається дощем і туманом, але, звичайно, не в такій мірі, як в оптичному діапазоні.

Електромагнітні хвилі, за допомогою яких радіосигнал передається в космічному просторі, рухаються з величезною швидкістю - швидкістю світла. На Землі затримки в передачі майже не відчуються, а от з космонавтами на орбіті доводиться говорити вже з затримкою. **Відповідь з Місяця буде йти півтори секунди, з Марса - вже хвилин шість.** Крім того, у міру віддалення передавача сигнал стрімко згасає. **Як же бути? Проблема важка, але вирішувана.**

## 1.1 Космічний апарат «Вояджер-1»

Сьогодні найвіддаленіший космічний об'єкт, з яким підтримується радіоконтакт - це американська автоматична міжпланетна станція **«Вояджер-1»**, запущена **5 вересня 1977** (рис.1.1).

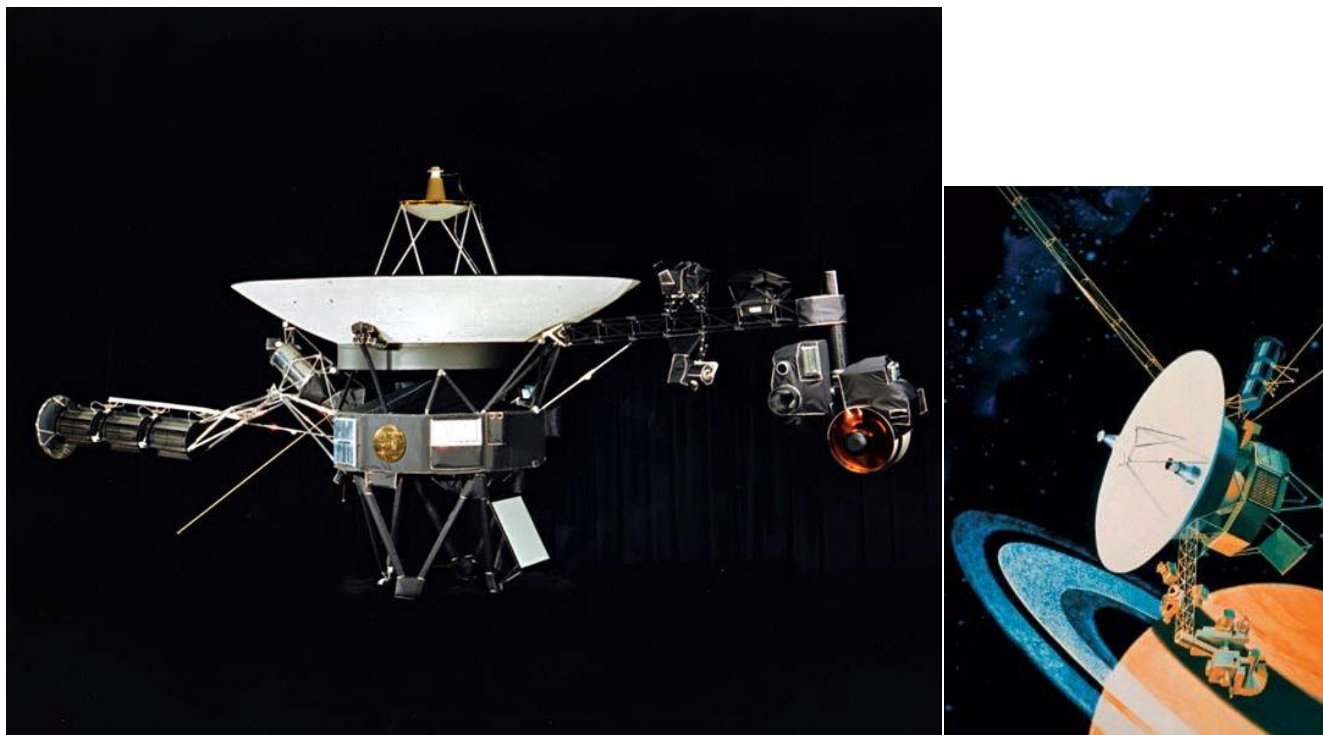


Рис.1.1 Автоматична міжпланетна станція «Вояджер-1»

В даний час **знаходиться в робочому стані і виконує додаткову місію з визначення місцезнаходження кордонів сонячної системи**, включаючи пояс Койпера (область Сонячної системи за орбітою Нептуна (30 а. Е. Від Сонця) приблизно до відстані 55 а. Е). **Первісна місія полягала в досліджуванні Юпітера і Сатурна**. «Вояджер-1» був першим зондом, який зробив детальні знімки супутників цих планет. **На борту апарата закріплена золота пластина**, де для інопланетян вказано місцезнаходження Землі, а також записані ряд зображень і звуків.

«Вояджер-1» - найдальший від Землі і найшвидший рухомий об'єкт, створений людиною. Поточна швидкість «Вояджера-1» дорівнює **17 км / с**. Поряд з «Вояджером-1», міжзоряними дослідженнями займається «Вояджер-2», а в майбутньому - і «Нові горизонти».

28 серпня 2009 року «Вояджер-1» був приблизно в **110,94 а. е.** (16,596 млрд км) від Сонця і досяг **межі ударної хвилі** (регіон між Сонячної Системою і міжзоряним речовиною, в якому вплив Сонця поступається впливу інших тіл

галактики). **Остання мета «Вояджера-1»** - досягти **геліопаузою** (рис.1.2), яка є кордоном нашої Сонячної Системи. Якщо «Вояджер-1» все ще буде функціонувати при досягненні **геліопаузою**, то він стане першим зондом, який передав інформацію про умови, які панують в міжзоряному середовищі. З такої відстані сигнали «Вояджера-1» йтимуть **більше 14 годин** до центру управління «Лабораторії реактивного руху» (об'єднаний проект NASA і Caltech). **Зараз «Вояджер-1» рухається по гіперболічній траєкторії на третьою космічну швидкість**, що гарантує, що він не повернеться в Сонячну Систему під дією гравітаційного тяжіння Сонця.

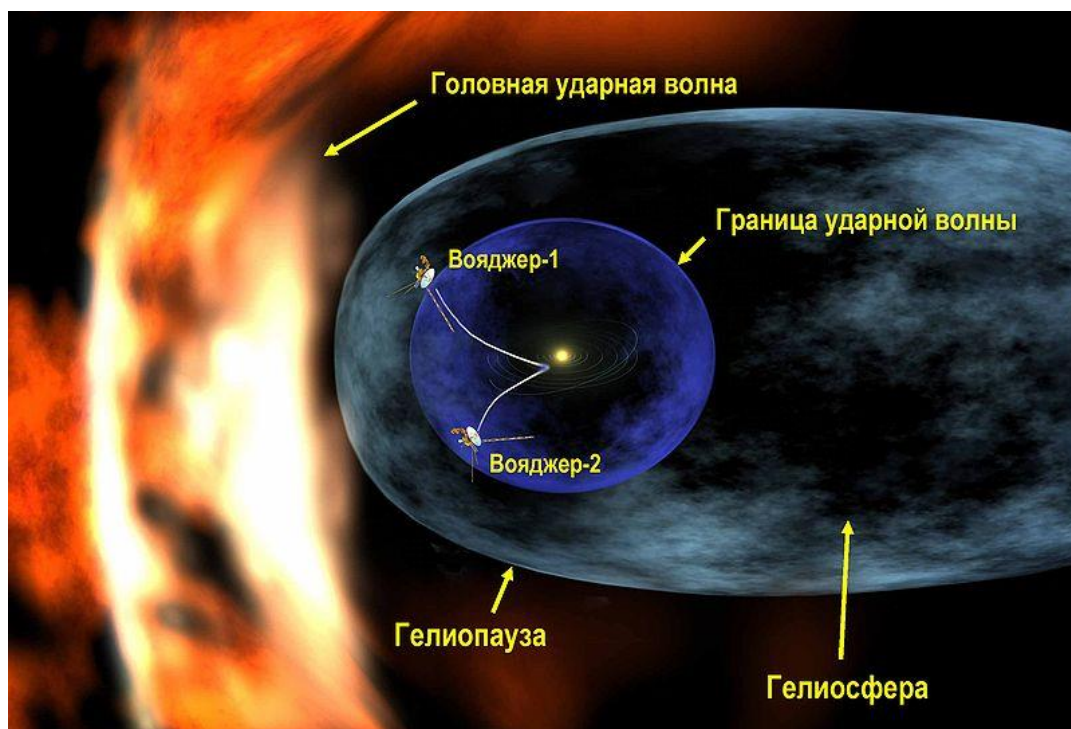


Рис.1.2 Сонячна система

У серпні 2009 року вона подолала рубіж 100 астрономічних одиниць (15 мільярдів кілометрів) і впритул підійшла до межі Сонячної системи. Радіосигнал з такої відстані йде близько 14 годин.

Вже давно вийшов запланований термін роботи обох Вояджерів, але, тим не менш, вони продовжують отримувати енергію від трьох **радіоізотопних термоелектричних генераторів**, які, як очікується, будуть виробляти достатню для досліджень електроенергію приблизно до 2025 року.

### Технічні характеристики «Вояджер-1»

**Маса** - 721,9 кг

**Потужність систем електроживлення** - 420 Вт

**Джерела живлення** - 3 радіоізотопних термоелектричних генератора

**Антенна параболічна** - 3,65 м;



**Передавачі (кожен з них дубльований):**

**Потужність випромінювання (кожного окремо) - 23 Вт;**

**Частоти передавачів: 2295 МГц та 8418 МГц**

**Швидкість передачі даних на Землю:**

а) 160 біт / с (при використанні **34-метрових антен** мережі ДКС NASA)

б) 600 і навіть 1400 біт / с ((при використанні **70-метрових антен** мережі ДКС NASA))

### *1.3 Джерела електроенергії*

**Головний блок не може вловлює радіохвилі, якщо вони слабкіше його порога чутливості.** У інженерів є кілька способів утримати радіосигнал вище порога чутливості приймача. Найбільш очевидний - **збільшити потужність передавача.** На Землі це легко зробити - антени системи далекого космічного зв'язку NASA випромінюють в космос до **полумегават енергії.** А ось на **космічному апараті бюджет енергії жорстко обмежений.** Її виробляють **або сонячні батареї, або радіоізотопні генератори.**

І для отримання більшої потужності треба збільшувати їх масу. При цьому зростають також площа і маса радіаторів, відвідних надлишок тепла, що виробляється. **Загальна маса апарату обмежена можливостями ракети-носія, а збільшити же масу окремої системи за рахунок інших найчастіше неможливо.**

Космічні апарати - це дуже гармонійні технічні комплекси, де всі параметри жорстко зав'язані один на одного: не можна серйозно змінити одну систему, не вплинувши на параметри інших.

**Сьогодні для супутників існує емпірична формула: «1 кг, 1 Вт, 1 літр», яка означає, що обсяг супутника масою в 1 тонну складе близько 1 кубометра, а його система енергоживлення здатна досягти потужності 1 кіловат.**



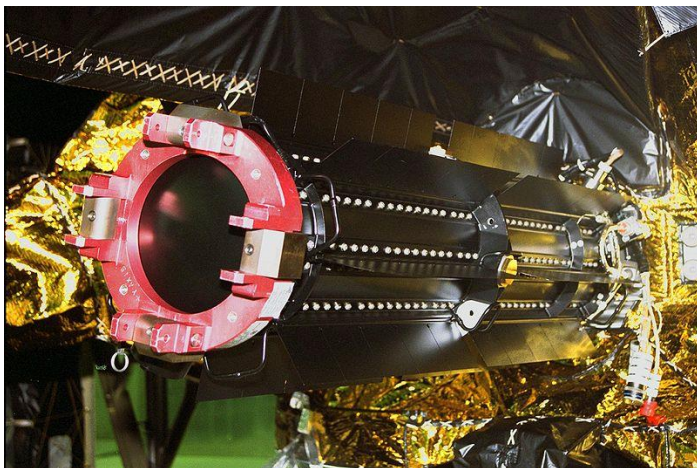


Рис.1.3 Один з радіоізотопних генераторів зонда Кассіні

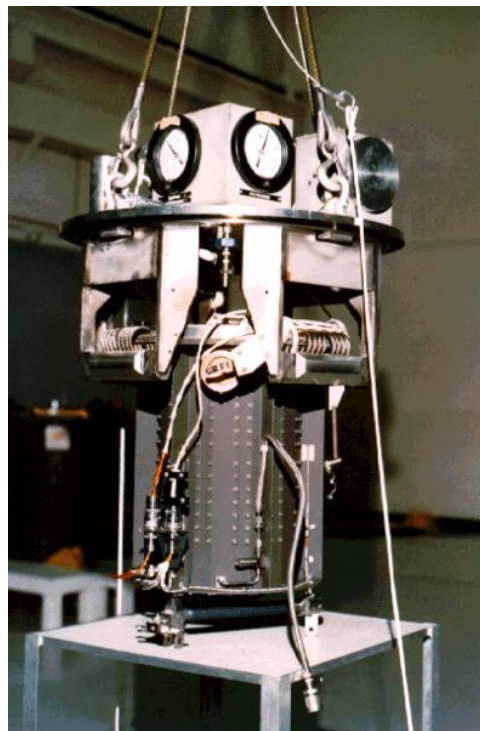


Рис.1.4 Радіоізотопний генератор КА «Вояджер-1»

#### ***1.4 Антенна система космічного апарату як найважливіший елемент забезпечення надійності ДКС***

На Землі для далекого космічного зв'язку використовуються **дводзеркальні параболічні антени діаметром до 70 метрів**. Це вже близько до межі - сучасні конструкційні матеріали не дозволяють створювати на поверхні Землі набагато більші рухливі антени, оскільки вони деформуються під власною вагою. У майбутньому їх місцем стане навколоземну орбіту. В невагомості гігантська космічна антена може бути поступово зібрана з дуже легких ажурних елементів.

Розмір антени важливий і ще з однієї причини: **чим він більший, тим менше розходиться в просторі пучок радіохвиль**. Звичайна дипольна антена, як у похідній рації, випромінює майже однаково на всі боки, і велика частина енергії втрачається даремно. Триметрова параболічна антена дозволяє затиснути пучок радіохвиль сантиметрового діапазону в межах кута порядку одного градуса, що дає вигоду в потужності в десятки тисяч разів. Але при цьому виникає необхідність точно націлювати антену на Землю. **Якщо відмовить система орієнтації, зв'язок з апаратом перерветься. Саме так загинув радянський міжпланетна станція «Фобос-1». У 1989 році на підльоті до Марса вона отримала невірну команду з Землі, в результаті чого стався збій в роботі бортового комп'ютера, апарат втратив орієнтацію, сонячні батареї**

відвернулися від Сонця, а параболічна антена - від Землі. Оператори безуспішно намагалися налагодити контакт зі станцією.

**Зв'язок - це критичне ланка у всіх міжпланетних місіях.** Відмова інших систем часто вдається обійти, нехай іноді і ціною втрати частини наукових даних. Але якщо рветься зв'язок із Землею, то навіть справний в інших відносинах апарат фактично перестає для нас існувати. **Тому комунікаційна система повинна бути виключно надійна і на всіх сучасних космічних апаратах вона як мінімум продубльована.** При збої, які в більшості випадків призводять до втрати орієнтації апарату або його переведення в режим закрутки, **низькошвидкісна система зв'язку через всеспрямовану антену передасть на Землю параметри стану бортових систем і забезпечить прийом команд управління.** Коли працездатність апарату буде відновлена, зв'язок піде через швидкий канал передачі інформації.

**Ненаправлена антена використовується не тільки при нештатних ситуаціях.** Під час тривалих міжпланетних перельотів, коли станція перебуває в «сплячому» режимі, підтримувати зв'язок з високошвидкісного каналу не вигідно - інформації мало, а збереження точної орієнтації вимагає нехай і невеликого, але постійного витрати палива. З іншого боку, в складних міжпланетних місіях до орієнтації апарату можуть пред'являтися численні суперечливі вимоги: повернути сонячні батареї до світла, двигун - відповідно виробленому маневру, наукову апаратуру - на досліджуваний об'єкт. А якщо треба ще, наприклад, правильно зорієнтувати відокремлюється спусковий апарат або захисний екран, що оберігає від впливу космічного пилу, то зв'язок з вузькоспрямованому каналу в якісь моменти доводиться розривати. В цей час наукові дані записуються в пам'ять бортового комп'ютера, а по повільному резервного каналу зв'язку передається тільки життєво важлива телеметрична інформація. Якщо в потрібний момент апарат не зможе сам відновити швидкий канал зв'язку, йому допоможуть з Землі, відправивши потрібні команди, використовуючи низькошвидкісна канал.

Хорошим прикладом може служити японський дослідницький зонд "Хаябуса" (Hayabusa), який взяв в листопаді 2005 року проби ґрунту з астероїда Ітокава.

**Через помилки в навігації він зробив незаплановану посадку на поверхню астероїда.** Після зльоту вийшла з ладу система орієнтації і існувала реальна небезпека втратити апарат. **Однак багато разів резервована і гнучка система зв'язку, що має кілька типів антен і передавачів, дозволила відновити зв'язок з міжпланетної станцією.** Замість відмовила системи орієнтації (з неї випарувалося паливо) інженери вирішили використовувати для

поворотів зонда ксенон (робоче тіло маршового іонного двигуна), потроху нацьковуючи його через клапани, - виконання завдання продовжилось.

Інший приклад - європейський зонд "Гюйгенс", який в січні 2005 року здійснив посадку на поверхню супутника Сатурна - Титана. В апарата було два незалежні канали зв'язку для паралельної передачі на різних частотах унікальних знімків і іншої інформації, одержуваної в ході спуску в атмосфері Титана. Спочатку планувалося, що ці канали будуть для надійності повністю дублювати один одного, але потім їх вирішили використовувати незалежно, щоб збільшити обсяг одержуваної інформації.

**Однак жадібність до добра не доводить - через помилки в програмі управління один з каналів просто не включився.** В результаті пропала половина з 700 зроблених знімків, а також дані про швидкість вітру в атмосфері супутника. Звичайно, і отриманих знімків вистачило, щоб зробити безліч відкриттів, а дані про вітер вдалося відновити за допомогою земних радіоастрономічних мереж завдяки унікальній спостережної кооперації. Але тільки подумайте, що б сталося, якби відмовив канал зв'язку єдиним!

Обертів на низькій навколоземній орбіті (до 1000 кілометрів) апарати потрапляють в поле зору однієї станції управління тільки кілька разів на добу (зазвичай 4-6) і всього на кілька хвилин, тому їм програма роботи задається відразу на кілька годин або днів вперед.

**Щоб збільшити кількість сеансів зв'язку, на Землі ставлять більше станцій, розташовуючи їх на істотному видаленні один від одного. За радянських часів існував навіть спеціальний космічний флот, судна якого працювали в різних частинах світу, забезпечуючи зв'язок із супутниками, пілотованими космічними кораблями.**

Якщо з низьколетящим апаратом потрібно безперервний зв'язок, сигнал передається на нього через супутники-ретранслятори на геостаціонарній орбіті. Трьох таких апаратів, нерухомо висять над екватором на висоті 36 тисяч кілометрів, досить, щоб охопити практично всю територію Землі за винятком полярних районів.

Наприклад, зв'язок з Міжнародною космічною станцією і американськими космічними човниками «Спейс Шаттл» відбувається через американські супутники-ретранслятори TDRS (хоча зв'язок через наземні станції теж використовується). Завдяки цьому екіпаж може зв'язатися з ЦУПом в підмосковному місті Королеві і в американському Х'юстоні, а також дзвонити додому і користуватися електронною поштою. Подібна система існувала і в нашій країні. Контакт зі станцією «Мир» на так званих «глухих витках» підтримувався через геостаціонарний космічний апарат «Луч».

Найвищою швидкістю міжпланетної передачі даних може сьогодні похвалитися апарат **Mars Reconnaissance Orbiter**, який вийшов на орбіту Марса 10 березня 2006 року. Він оснащений 100-ватним передавачем з триметровою параболичною антеною і може передавати інформацію на швидкості до 6 Вбіт / с. Доставити до Марсу більший і потужний передавач поки важко.

### *1.5 Перспективні напрямки в системах ДКС*

Однак є принципово інший підхід до збільшення швидкості передачі даних - **використовувати замість радіохвиль оптичне випромінювання**. Довжина хвилі лазерного випромінювання в десятки тисяч разів менше, ніж в радіодіапазоні. **Тому розбіжність лазерного променя виходить значно меншою**. Це дозволить істотно підняти швидкість передачі даних при більш низькому енергоспоживанні. **Але у лазерної зв'язку є і недоліки: вона потребує більш точного націлювання передавача, і, крім того, на її працездатність істотно впливають погодні умови, в першу чергу хмари**. Тому міжпланетна лазерна зв'язок буде, швидше за все, підтримуватися з орбітальних апаратів.

**Вперше лазерна зв'язок в космосі була здійснена 21 листопада 2002 року**. Європейський супутник дистанційного зондування Землі SPOT 4, що знаходиться на орбіті заввишки 832 кілометри, встановив контакт з експериментальним космічним апаратом Artemis, які звертаються на висоті 31 000 км і передав знімки земної поверхні. А недавно Лабораторія Лінкольна в Массачусетському технологічному інституті (MIT) спільно з NASA приступила до розробки лазерної системи далекого космічного зв'язку. Перший тестовий комунікаційний лазер планувалося відправити до Марса в 2009 році. **Очікується, що цей 5-ватний передавач в період зближення планет забезпечить швидкість передачі даних до 30 Мбіт / с**.

### *1.6 Інтелект проти відстаней*

Специфічна проблема в управлінні космічними апаратами пов'язана з **затримкою поширення радіохвиль на величезних міжпланетних відстанях**. Обмін сигналами з Місяцем займає більше 2 секунд. Чи зможете ви проїхати навіть по добре знайомій місцевості, якщо дорогу будете бачити з затримкою на секунду, а на повороти керма машина стане реагувати ще через секунду? Тим часом саме в таких умовах йшло управління з Землі радянськими «місяцехід».

**До Марса радіосигнал йде від 3 до 22 хвилин в залежності від положення планети на орбіті**.

**При такій затримці неможливо оперативно втрутитися з Землі в такі відповідальні етапи місії, як корекція траєкторії польоту, вихід апарату на**



**орбіту навколо планети, його входження в атмосферу, та й рухом по поверхні управляти непросто.** Тому міжпланетні апарати стають все більш інтелектуальними і незалежними від контролю з Землі. Наприклад, одним з основних завдань зонда "Хаябуса" було відпрацювання методів автономної навігації з використанням іонних двигунів.

Дуже «розумними» є працюючі на Марсі американські планетоходи Opportunity і Spirit. На відміну від радянських «місяцехід», управління якими здійснювалося оператором з Землі практично в режимі реального часу, на борт марсоходів зазвичай відправляють тільки координати цілі, куди вони повинні дістатися. Бортовий комп'ютер, обробивши стереоскопічні знімки місцевості, самостійно оцінює розмір валунів, відстань між ними, нахил поверхні і за цими даними прокладає шлях. Минулого літа фахівці NASA оновили програмне забезпечення марсоходів - залили нову прошивку, кажуть комп'ютерники. Це підвищило їх автономність. Крім того, щоб не перевантажувати канал зв'язку, марсоходи тепер самі оцінюють, наскільки цікаві зроблені знімки, і визначають які з них і в якій черговості передавати на Землю.

## ***2.1 Центр далекого космічного зв'язку***

**Національний центр управління та випробувань космічних засобів (НЦУВКЗ)** - підвідомчий **Національного космічного агентства України (НКАУ)**, розташовується недалеко від **м. Євпаторія** (Крим, Україна).

Територія центру розділена на 3 майданчики. По суті справи є обсерваторією.

1. Управління польотами національних космічних апаратів різного призначення;
2. Надання послуг щодо управління КА в рамках міжнародних програм;
3. Контроль технічними засобами сейсмічної обстановки і інших геофізичних явищ на території України і світу;
4. Проведення перспективних наукових досліджень;
5. Надання широкого спектру послуг в різних сферах діяльності

## **2.2 Історія ЦДКС**

У 1960 році був створений комплекс споруд ЦДКС в приморському рівнинному районі Криму неподалік від м Євпаторії. Технічну основу Центру складав космічний радіотехнічний комплекс "Плутон", оснащений унікальними антенами, які не мають світових аналогів.

12 лютого 1961 року ЦДКС приступив до управління польотом першої в світі автоматичної міжпланетної станції **"Венера-1"**. У 1965 році було здійснено запуски апаратів **"Венера-2"** і **"Венера-3"**. Згодом було запущено цілий ряд космічних апаратів серій **"Луна"**, **"Венера"**, **"Марс"**, за допомогою яких відпрацьовувалися питання динаміки польотів та посадки на планети Сонячної системи, вивчення атмосфери планет, передачі інформації. Фахівці ЦДКС постійно здійснювали керування роботою космічних апаратів, отримуючи службову та наукову інформацію.

Багаторічний досвід керування автоматичними міжпланетними станціями, експлуатація наземних станцій далекого космічного зв'язку, досягнення в галузі електроніки, інформатики, радіотехніки, машинобудування та інших галузей науки і виробництва дозволили створити безпрецедентний науково-дослідний комплекс - радіоастрономічний телескоп **РТ-70**.

3 грудня 1978 року ЦДКС в г. Євпаторія є постійним учасником в реалізації космічних програм дальнього космосу.

31 серпня 1995 в 10 годині 50 хвилин було здійснено старт ракети-носія **"Циклон"**, яка вивела на орбіту перший український національний супутник **"Січ-1"**, який призначений для оперативного отримання інформації з метою вирішення завдань дослідження Землі з космосу. Високопрофесійний колектив Євпаторійського Центру космічної телекомунікації в ході управління космічним апаратом **"Січ-1"** здійснив ряд наукових експериментів, які дозволили зробити багато відкриттів і відпрацювати нові технології, дати народному господарству інформацію, яка використовується в інтересах економіки.

У 1996 році, відповідно до Указу президента України в м Євпаторії на базі ЦДКС створений **Національний Центр Управління та випробування космічних засобів (НЦУВКЗ)**. Цей Центр призначений для управління космічними апаратами в рамках національних і міжнародних космічних програм.

### *2.3 Технічні засоби ЦДКС*

- **70-м антена П-2500 (РТ-70)** на 3-му майданчику
- **32-м антена П-400** на 2-й «передавальній» майданчику
- **Дві антени по 25-м КТНА-200** на 1-му майданчику
- **Три антени АДУ-1000** (8 чашок по 16 метрів, «Плутон»), розташовані на 1-й і 2-й площадках
- **Здвоєний 50-см оптичний телескоп АЗТ-28** (Квантова оптична система «Сажень») на 1-му майданчику
- **Телескоп АЗТ-8** ( $D = 700$  мм,  $f = 2400$  мм) на першу площадку
- **Антенa ТНА-400**

### **2.3.1 Радіотелескоп РТ-70**

Радіотелескоп П-2500 (РТ 70) - унікальний радянський радіотелескоп, один з найбільших в світі. Крім виконання звичайних радіоастрономічних завдань, пов'язаних з пасивним спостереженням власного випромінювання небесних тіл, **телескоп має перевагу в порівнянні із закордонними аналогами в тому, що комплекс включає в себе потужні передавачі, які дозволяють проводити активні космічні експерименти, пов'язані з випромінюванням в сторону досліджуваних об'єктів потужних електромагнітних потоків з подальшим аналізом прийнятих сигналів, і тут він не має собі рівних** - в світі всього два таких потужних радара - в Голдстоуні, Каліфорнія і під Євпаторією.

### **2.3.2 Історія створення**

Для майбутніх радянських космічних програм можливості комплексу «Плутон» були обмежені. Був потрібен комплекс з більшою дальністю зв'язку і швидкістю передачі інформації. РНДІ КП розробив радіотехнічний комплекс «Квант-Д» з високоефективною антеною П-2500 з діаметром дзеркала 70 м. Основний програмою для якої була створена дана розробка була «Марс». У 1973 році почалося будівництво. На березі Чорного моря недалеко від п. Молочне (Євпаторія) був виритий шестиметровий котлован, в скелясте дно якого були вбиті 1004 палі - фундамент антени. Будівництво антени було закінчено в 1978 році. Введено комплекс в експлуатацію в 1980 році.

### **2.3.3 Конструкція**

#### **Радіотехнічний комплекс «Квант-Д»**

##### **Склад:**

- радіопередаючий пристрій (РПУ) сантиметрового діапазону «Голіаф»;
- система первинної обробки телеметричної інформації З-73;
- командна радіолінія С-95;
- система радіоконтролю орбіти С-90;
- прийомні системи різних діапазонів;
- система єдиного часу еталонних частот на базі водневих стандартів Ч1-70, Ч1-80.

## Характеристики



Рис.1.1. Радіотелескоп РТ-70

Антенний пристрій працює в діапазоні довжин хвиль  
до **8 мм (37,5 ГГц)**.

**тип антени:** двухзеркальна - по системі Грегорі

**діаметр основного дзеркала** - 70 м;

**діаметр допоміжного дзеркала** - 7 м;

**висота антени** - 86,36 метра;

**вага рухомої частини:** ~ 5000 тон;

**ефективна площа поверхні антени:**

**передача** - 2 000 м<sup>2</sup> (в діапазоні 39 см) і 2: 600 м<sup>2</sup> (в діапазоні 6 м);

**прийом** - 2500 м<sup>2</sup>.

**антенна система:** повноповоротна;

**За кутку місця** - від 0 до 90 град;

**По азимуту** - ± 270 град;

**ширина діаграми спрямованості** - від 2 до 18 кутових хвилин в залежності від діапазону частот;

**Точність наведення** - до 10 кутових секунд.



### **Швидкість руху антени:**

А) в режимі швидкість «повільна»:

**по азимуту**

**по куту місця** - від 2,5угл. с / с до 1 кут.хв / с;

**в режимі швидкість «швидка»:**

Б) по азимуту - від 0,5 до 30 кут. хв / с;

по куту місця - від 0,5 до 15 кут. хв / с.

Сумарна шумова температура комплексу в сантиметровому діапазоні: 23 К.

### **Точність траєкторних вимірювань:**

по дальності - до 20 метрів;

по швидкості - до 2 мм / с.

**Швидкість прийнятої наукової інформації:** до 131 кбіт / с.

РПУ «Голіаф»

режим роботи - безперервний;

несуча частота - 5010 МГц;

тип модуляції - ФМ, ЧМ, АМ, ЛЧМ;

дальність зв'язку -до 10 мільярдів кілометрів.

**потужність передавального пристрою** в ДМ і СМ діапазонах хвиль - до **100**

**КВт** при використанні одного підсилювача потужності на базі клистрона **КУ-**

**342, до 200 КВт** при використанні двох підсилювачів потужності і моста

складання;

**Робота на передачу в діапазонах 39 і 6 см.** Ефективна площа антени: **2000 м² і**

**2600 м²** відповідно.

**Під час роботи передавача в радіусі 100 метрів навколо антени напруженість електромагнітного поля становить небезпеку для життя і здоров'я. Будинки на самому майданчику від випромінювання захищені.**

## **2.3. 4 Наукові завдання**

**З початку експлуатації в грудні 1978 року були проведені роботи:**

- з досліджень планети Венера з використанням спускаються міжпланетних станцій, «Венера-11» і «Венера-12» при їх русі в атмосфері і з поверхні планети;
- щодо забезпечення управління автоматичними міжпланетними станціями «Венера-13» і «Венера-14», «Венера-15» і «Венера-16».

В ході робіт отримані перші кольорові фотографії поверхні і повна карта поверхні Венери;

- з досліджень планети Венера і комети Галлея автоматичними міжпланетними станціями «Вега-1 і 2»;
- з досліджень планет Марс з його супутником Фобос і Меркурія;

- в 1983-1991 р забезпечувалося управління орбітальної науковою станцією «Астрон», що проводила спостереження ультрафіолетових спектрів космічних об'єктів;

- 1988- 1989 р забезпечувалося управління орбітальними науковими станціями «Фобос-1» і «Фобос-2»;

У 1989-1999 р брав участь в міжнародній програмі з дослідження об'єктів Всесвіту за допомогою космічної обсерваторії «Гранат»;

1995-2000 р брав участь в комплексному міжнародному багатосупутниковому проект «Інтербол» з вивчення сонячно-земних зв'язків та фізичних процесів, що відбуваються в космічній плазмі; (Основний передавальної була АДУ-1000, резервними передають були РТ-70 і П-400).

У 1999, 2001, 2003, 2008 роках брав участь в проектах радіоповідомлень позаземним цивілізаціям: «Космічний зов-1», «Дитяче радіоповідомлення», «Космічний зов-2», АМФЕ.

З 1992 р бере активну участь в міжнародних радіоастрономічних і радіофізичних експериментах по вивченню планет сонячної системи, космічного сміття, визначення параметрів руху астероїдів (1992 рік - астероїд (4179) Таутатіс, робота спільно з Еффельсбергським радіотелескопом - перші неамериканських радіолокаційні спостереження астероїда), їх форми та зображення.

У 1995 р бере участь в спільному вивченні трьома радіобсерваторіями астероїда Голевка. За результатами якого було створено комп'ютерне зображення астероїда.

У 2005 році РТ-70 брав участь в роботах:

- картографування небесної сфери;
- підготовку і передачу повідомлення позаземним цивілізаціям;
- радіоінтерферометрів і радіолокацію
- робота по КА «Марс-експрес» і «Розетта»

### **2.3.5 Сучасний стан РТ-70**

1) В 2007-2008 році велося управління супутником EgyptSat-1.

2) До 2009 року РТ-70 два рази в рік використовувався в рамках проекту «Астероїдна небезпека».

3) В період з 25 по 28 травня 2010 року на радіотелескопі РТ-70 (м.Євпаторія) успішно проведено цикл робіт з прийому телеметричної інформації з КА «Mars-Express»

4) 24 червня 2010 року вирішено керувати КА «Фобос-Грунт» з Євпаторії.

### *2.3.6 Перспективні напрямки застосування РТ-70*

- 1) Застосування РТ-70 в проектах Європейського космічного агентства «Марс-експрес» і Російського космічного агентства «Фобос-Грунт», «Спектр РГ», «Спектр-Р» [8].
- 2) Автономні радіоастрономічні дослідження на РТ-70 галактичних і позагалактичних об'єктів в безперервному випромінюванні.
- 3) Радіоінтерферометрія з наддовгими базами в локальних і глобальних радіоінтерферометричних мережах.
- 4) Наземно-космічна радіоінтерферометрія.
- 5) Радіолокація космічних об'єктів в режимі моностатичного локатора.
- 6) Радіолокація космічних об'єктів з використанням РСДБ-методів.
- 7) Просвічування сонячної корони, сонячного вітру, міжпланетного простору радіосигналами космічних апаратів далекого космосу.
- 8) Астрометрія, навігація, координатно-тимчасове забезпечення.

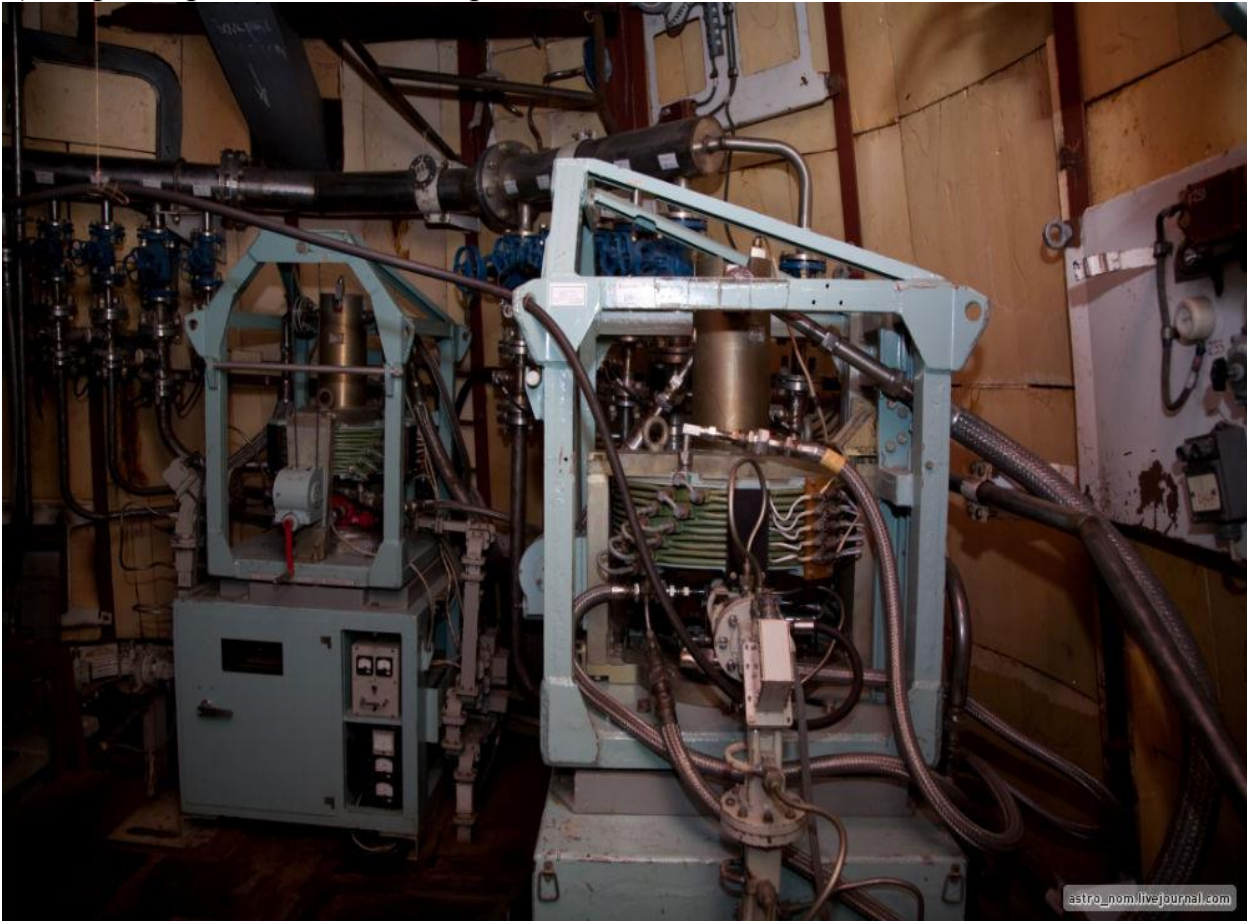


Рис.1.2. Передавач на 5 ГГц з потужністю 50 кВт

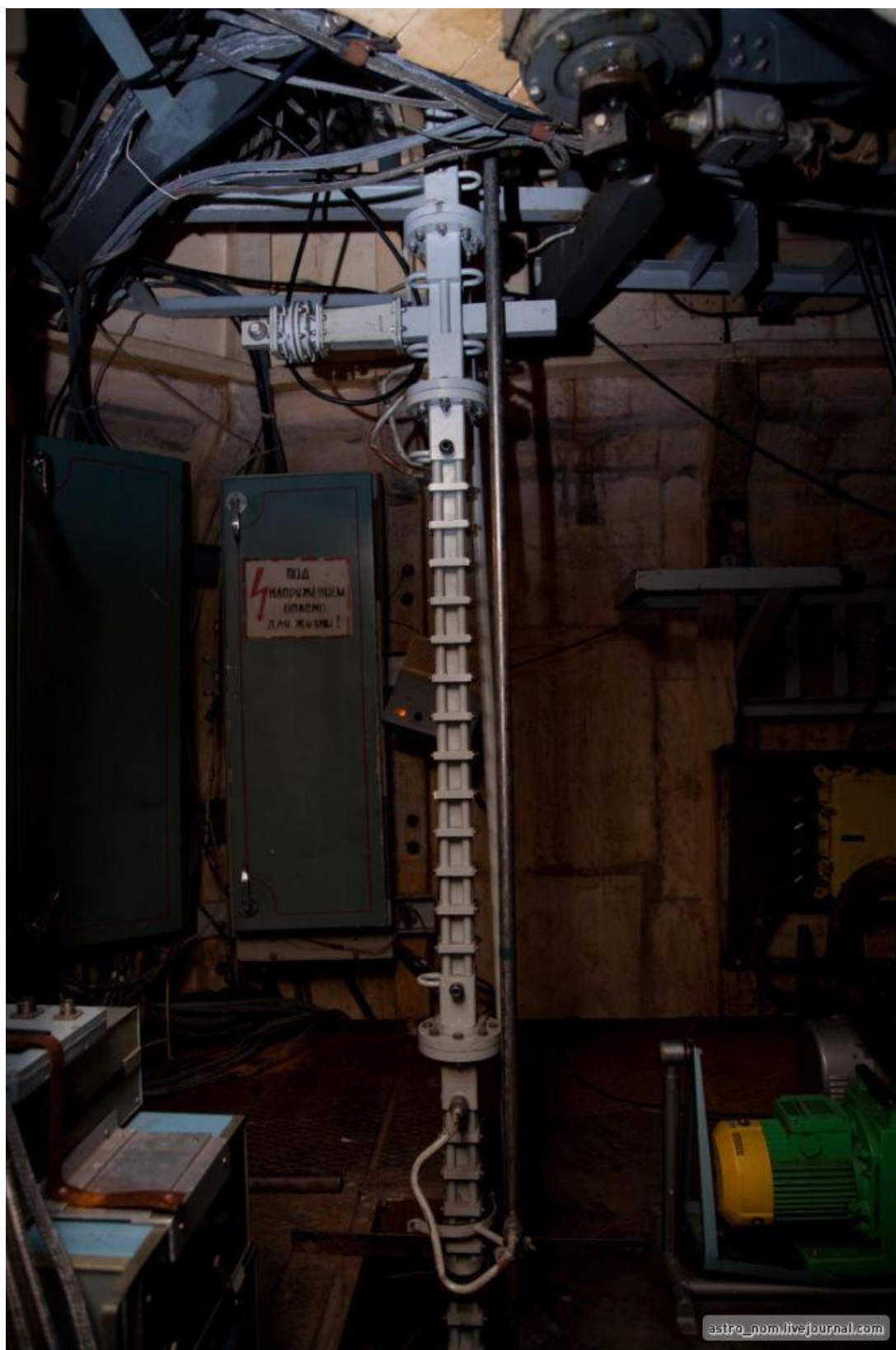


Рис.1.2. Водновод передавача на 5 ГГц



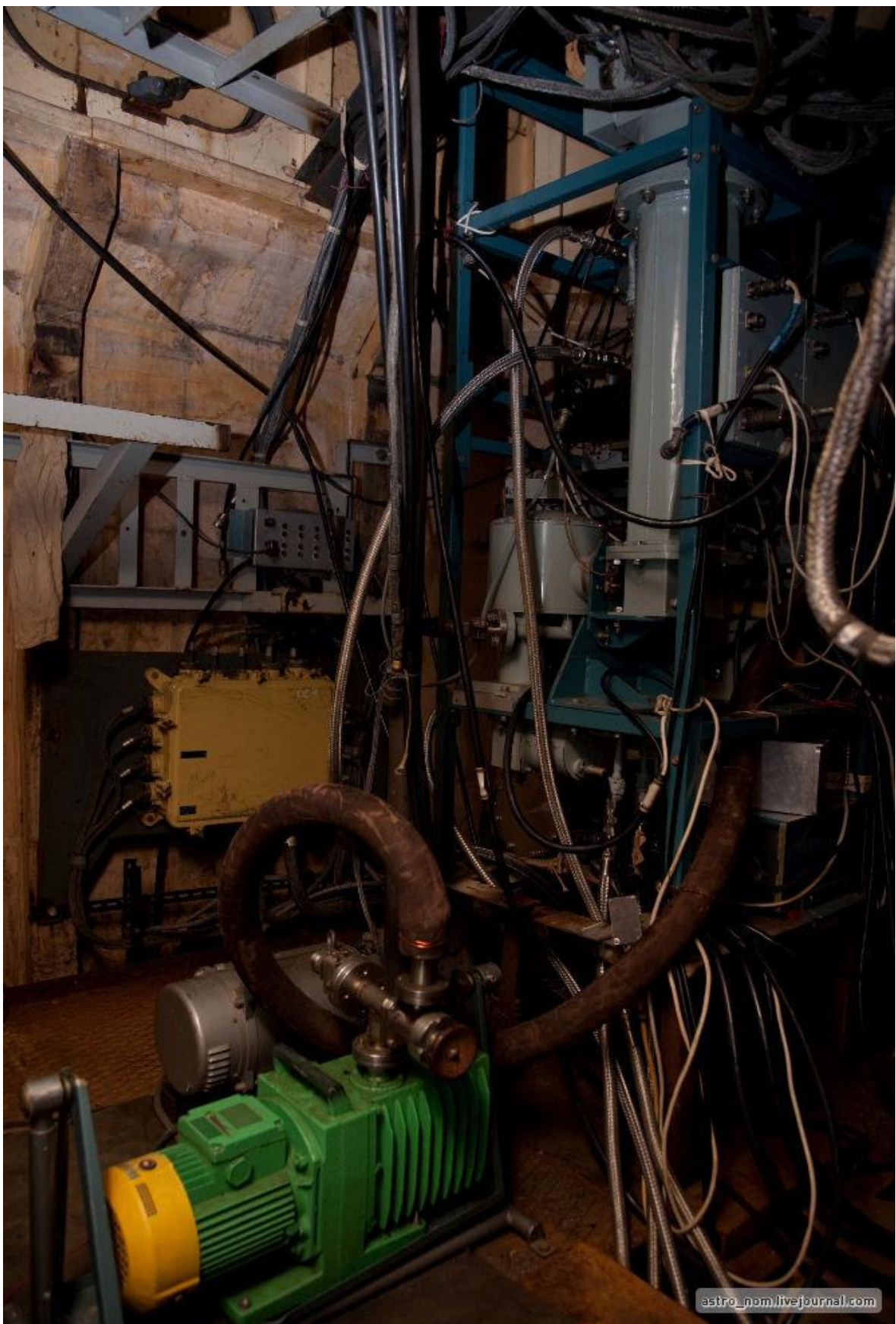


Рис.1.3. МШУ з гелієвим охолодженням

### 3. Передпроектна оцінка передачі інформації про лінії далекого космічного зв'язку

Для з'ясування специфічних умов роботи систем космічного зв'язку і що пред'являються до них вимог розглянемо енергетику космічних радіоліній зв'язку, займані смуги частот, а також вид і рівень перешкод.

#### 3.1 Енергетика космічних радіоліній.

Аналіз радіолінії борт-Земля системи далекого космічного зв'язку виявляє специфічні умови їх роботи.

Енергетика радіолінії, що працює в умовах прямої видимості, характеризується співвідношенням

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пд}} \cdot G_{\text{пд}}}{4\pi d^2} S \frac{1}{L} \quad (1)$$

де  $P_{\text{пр}}$  - середня потужність сигналу на вході приймача ЗС;

$P_{\text{пд}}$  - середня потужність сигналу передавача на вході антени КС;

$G_{\text{пд}}$  - коефіцієнт посилення антени передавача в напрямку прийому;

$d$  - дальність зв'язку;

$S$  - ефективна площа приймальної антени;

$L$  - коефіцієнт, що враховує втрати потужності, обумовлене: нерівномірністю ДН антен приймача і передавача, впливом плазмових утворень працюючих реактивних двигунів космічного об'єкта, впливом іоносфери, поглинанням в тропосфері і ін.

Розглянемо випадок, коли частота  $f_0 \approx 1$  ГГц ( $\lambda=30$ см) і дальність зв'язку  $d = 400$  млн. км., що забезпечує політ КА на планету Марс.

Значення  $P_{\text{пд}}$  обмежується допустимою масою апаратури і витратою джерел живлення борту. Прийmemo  $P_{\text{пд}} = 10$ Вт. При ККД 10% (реального для даного діапазону хвиль) передавач буде споживати 100 Вт по постійному струму. Для забезпечення такої витрати потужності в районі Марса буде потрібно мати сонячні батареї з площею панелей близько  $2,5 \text{ м}^2$ .

Значення  $G_{\text{пд}}$  лімітується розмірами антени і якістю стабілізації об'єкта. Антена з параболічним рефлектором діаметром  $D_{\text{пд}} \approx 1,5$ м в обраному діапазоні має посилення  $G_{\text{пд}} \approx 200$  і ширину ДН  $2\theta_1 \approx 12^\circ$ .

Спрямовані бортові антени не забезпечують зв'язку з об'єктами при аварійних ситуаціях. Тому використовуються і всеспрямовані антени, для яких

$$G_{\text{пд}} \approx 0,5-0,7.$$

Зі співвідношення (1) видно, що при малій допустимій ЕІВП  $= P_{\text{пд}} \cdot G_{\text{пд}}$  і великої дальності зв'язку  $d$  прийнятні значення потужності сигналу  $P_{\text{пр}}$  на вході приймача можуть бути отримані лише за умови використання вискоефективних прийомних антен великої площі  $S$ . Збільшення цієї площі лімітується точністю виготовлення і витримування основних геометричних розмірів антени, зменшенням ширини ДН, а також складністю і громіздкістю споруди.

Нехай  $S = 600 \text{ м}^2$ . Така антена являє собою складне технічне спорудження з рухомою частиною, що важить багато сотень тон. Вузька ДН ( $50^\circ$ ) вимагає точного прогнозування кутових координат КА до початку сеансу зв'язку, а також досконалого приводу, забезпечуючого стеження антени за КА в ході сеансу зв'язку. Для обраних числових характеристик радіолінії з (1) маємо:

а) при роботі з спрямованої бортовий антеною

$$P_{\text{пд}} = \frac{10 \cdot 200 \cdot 600}{4 \cdot \pi \cdot 16 \cdot 10^{22}} \approx 3 \cdot 10^{-19} \text{ Вт.}$$

б) при роботі зі всеспрямованою бортовою антеною

$$P_{\text{пд}} = \frac{10 \cdot 0,7 \cdot 600}{4 \cdot \pi \cdot 16 \cdot 10^{22}} \approx 1 \cdot 10^{-21} \text{ Вт.}$$

Для порівняння зазначимо, що в звичайних приймачах наземного радіозв'язку потужність сигналу становить  $P_{\text{пд}} = 10^{-8} - 10^{-12} \text{ Вт}$ .

Таким чином, в радіолініях далекого космічного зв'язку потужність сигналу в  $10^7 - 10^9$  разів менше звичайного.

### 3.2 Смуги частот, займані радіоліній

Смуга частот, яку займає випромінюваним сигналом  $\Delta f_s$ , і ширина смуги пропускання радіотракту на вході демодулятора  $\Delta f_T$  істотні для забезпечення ЕМС, і для роботи демодулятора в умовах перешкод. Смуга частот  $\Delta f_s$  може бути розділена на дві складові:

$$\Delta f_s = \Delta f_c + \Delta f_1, \quad (2)$$

де  $\Delta f_c$  номінальна ширина спектра радіосигналу;  $\Delta f_1$  - зміна частоти радіосигналу, обумовлене нестабільністю частоти генератора, що задає, ефектом Доплера, а також іншими факторами.

Ширина спектра сигналу може бути представлена у вигляді

$$\Delta f_c = k_m \cdot F_m \quad (3)$$

де  $F_m$  - ширина спектра модулюючого сигналу;  $k_m$  - коефіцієнт, що залежить від виду модуляції радіосигналу.

Для радіоліній далекого космічного зв'язку характерні використання цифрових методів передачі інформації при низьких швидкостях  $\nu_c = 1-150$  біт/с. При простому довічним кодуванні повідомлень і сигналів  $F_m \approx 0,6-100$  Гц.

Якщо використовувати такі види модуляції, як ФМ-2 або амплітудна балансна (БМ), то для них  $k_m = 2$ , і  $\Delta f_c \approx 1,2-200$  Гц.

Зміна частоти радіосигналу  $\Delta f_1$  оцінюють як:

$$\Delta f_1 \approx 2(\nu_f + \nu_d) \cdot f_0 \quad (4)$$

де  $\nu_f$  - відносна нестабільність частоти передавача;  $\nu_d$  - відносна нестабільність частоти, обумовлена ефектом Доплера.

Звичайні засоби кварцовою стабілізації, прийнятні для бортової апаратури, дають  $\nu_f = 10^{-5}-10^{-6}$ . Застосування квантових еталонів частоти дозволяє зменшити цю нестабільність на кілька порядків.

Зміна частоти, обумовлене ефектом Доплера, залежить від швидкості руху, об'єкта, обертання Землі навколо своєї осі і навколо Сонця, а при посадці об'єкта на планету також і від обертання цієї планети навколо своєї осі і Сонця. Так, наприклад, для радіальної швидкості руху об'єкта  $v = 9$  км/с маємо:  $\nu_d = 9/3 \cdot 10^5 = 0,3 \cdot 10^{-4}$ .

Для об'єкта на поверхні Марса, з урахуванням всіх факторів,

$$\nu_d \approx (0,2 \div 0,8) \cdot 10^{-4}.$$

Як бачимо,  $\nu_d \gg \nu_f$  отже  $\nu_1 = \nu_d$  (5)

Великий вплив ефекту Доплера є однією з важливих особливостей космічних радіоліній. Для  $\nu_d = 0,5 \cdot 10^{-4}$ , згідно (4) і (5),  $\Delta f_1 \approx 2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-4} \cdot 10^9 = 10^5$  Гц і, отже,  $\Delta f_1 \gg \Delta f_c$ , а  $\Delta f_s \approx \Delta f_1 \approx 2\nu_d \cdot f_0$ .

Якщо вибрати ширину смуги пропускання радіотракта рівній  $\Delta f_T = \Delta f_1$ , то отримаємо, що значення  $\Delta f_T$  на кілька порядків перевищує практичну ширину спектра  $\Delta f_c$ . При цьому детектор буде поставлений в дуже погані умови, оскільки потужність шумів на його вході буде неприпустимо велика щодо потужності сигналу.

Вплив ефекту Доплера може бути зменшено шляхом прогнозування доплерівського зсуву частоти на підставі вимірювання частоти в попередні сеанси зв'язку та відомого з небесної механіки закону руху об'єкта. В такому випадку  $\Delta f_T = \Delta f_c + \Delta f_2 = \Delta f_c + \Delta \nu_1 + \nu_{n2}$ ,



де  $\Delta\nu_1$  - відносна помилка в прогнозі частоти сигналу;  $\nu_{n2}$  - відносна нестабільність частоти гетеродина приймача.

З умови

$$\Delta f_2 \leq 10\Delta f_c$$

(6)

при  $\Delta f_c = 1,2 \div 100$  Гц маємо

$$\nu_2 = \frac{10(1,2 \div 100)}{2 \cdot 10^9} = 6 \cdot 10^{-9} \div 0,5 \cdot 10^{-6}.$$

Як бачимо, навіть умова (6) може бути виконано лише при дуже малій помилку в прогнозі доплерівського зсуву частоти і високої стабільності частоти бортового генератора і гетеродина приймача. Для останніх потрібно відповідно мати  $\nu_{n1} \approx 10^{-9}$  і  $\nu_{n2} \approx 10^{-10} \div 10^{-11}$ . Нехай  $\nu_{n2} \approx 10^{-5}$ , тоді для розглянутого прикладу  $\Delta f_T \approx 2 \cdot 10^{-5} \cdot 10^9 = 20$  кГц.

### 3.3 Тип і рівень перешкод

Для радіоліній далекого космічного зв'язку характерна перешкода типу "білий шум". Спектральна щільність потужності такої перешкоди (енергетичний спектр) в смузі пропускання приймального пристрою є сталою і визначається за формулою

$$N_0 = k \cdot T_{\Sigma\Phi} \quad (7)$$

де  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К - постійна Больцмана;  $T_{\Sigma\Phi}$  - сумарна шумова температура всіх джерел перешкод.

Істотними джерелами перешкод (шумів) є антено-фідерні пристрої та перші підсилювальні каскади приймача (державні недержавні шуми), а також зовнішні джерела: Галактика, окремі світила (радіояскарі зірки. Сонце, Місяць), атмосфера. Земля і наземні споруди (при малих кутах місця лінії прийому) і ін.

Основними джерелами внутрішніх шумів є перші підсилювальні каскади. Використання сучасних МШУ дозволило знизити температуру внутрішніх шумів до декількох десятків і навіть одиниць кельвінів. При цьому істотне значення набувають і зовнішні шуми. Вибір оптимального діапазону радіохвиль власне і визначається умовою мінімізації сумарної шумової температури джерел перешкод, урахуванням ККД передавального пристрою і ефективності передавальних і приймальних антен.

У розглянутому прикладі ( $f_0 = 1000$  МГц) максимальна шумова температура Галактики  $T_{\Sigma\Phi, \text{ГАЛ}} \approx 30$  К в дуже вузьких інтервалах кута місця і часу доби. Шумова температура атмосфери, в залежності від кута місця, дорівнює  $T_{\Sigma\Phi, \text{АТМ}} \approx 1 \div 25$  К.

Візьмемо для прикладу сумарну шумову температуру всіх іс-джерел перешкод  $T_{\Sigma\Phi} = 50$  К, тоді, згідно (7),  
 $N_0 = 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 50 = 6,9 \cdot 10^{-22}$  Вт/Гц,  
а при  $\Delta f_T = 20$  кГц потужність шумів на виході лінійної частини приймача буде  $N = 6,9 \cdot 10^{-22} \cdot 20000 = 1,38 \cdot 10^{-18}$  Вт.

Відповідно виходить, що відношення сигнал / шум по потужності на вході демодулятора:

а) при роботі з спрямованої бортовий антеною:

$$\frac{P_{\text{пп}}}{N} = \frac{3 \cdot 10^{-19}}{1,38 \cdot 10^{-18}} \approx 0,22;$$

б) при роботі з ненаправленої бортовий антеною:

$$\frac{P_{\text{пп}}}{N} = \frac{1 \cdot 10^{-21}}{1,38 \cdot 10^{-18}} \approx 0,7 \cdot 10^{-3}.$$

### 3.4 Оцінка гранично досяжної швидкості передачі інформації

К. Шенонем доведено, що для каналу, на вході якого діє перешкода типу "білий шум", пропускна здатність може бути оцінена за формулою

$$C = \Delta f_T \cdot \log_2 (1 + P_{\text{пп}} / N) \quad (8)$$

де  $\Delta f_T$  - ширина смуги пропускання радіотракта;  $S$  - середня потужність сигналу на вході приймача;  $N$  - середня потужність шуму на вході приймача (в смузі  $\Delta f_T$ ).

Випадок білого шуму якраз характерний для ліній далекого космічного зв'язку, і формула (8) для них може бути застосована. Якщо відношення сигнал / шум на вході приймача дуже мало, то (8) може бути наближено представлено у вигляді

$$C \approx \Delta f_T \cdot \frac{P_{\text{пп}}}{N} \cdot \log_2 e \quad (9)$$

Враховуючи що  $N = N_0 \Delta f_T$ , а  $\log_2 e \approx 1,45$  маємо

$$C \approx \frac{1,45 P_{\text{пп}}}{N_0} \quad (10)$$

Формула (10) показує, що при дуже малому відношенні сигнал / шум на вході приймача пропускна здатність каналу практично не залежить від ширини його смуги пропускання, а визначається лише середньою потужністю сигналу і спектральної щільністю потужності шуму.

Для прикладу, розглянутого вище, маємо:

а) при роботі з спрямованої бортовий антеною

$$C \approx \frac{1,45 \cdot 3 \cdot 10^{-19}}{6,9 \cdot 10^{-22}} \approx 630 \text{ біт/с};$$

б) при роботі з ненаправленої бортовий антеною

$$C \approx \frac{1,45 \cdot 1 \cdot 10^{-21}}{6,9 \cdot 10^{-22}} \approx 2,1 \text{ біт/с};$$

Отримані цифри вказують на можливість забезпечення дальнього космічного зв'язку розглянутої радіолінії навіть при роботі зі всеспрямованою бортовий антеною. Однак, при цьому гранично досяжна швидкість передачі інформації мала і, отже, практично реалізована швидкість передачі інформації (реальна пропускна здатність лінії) повинна бути якомога ближче до граничної, а передані повідомлення повинні бути такі, щоб ця пропускна здатність використовувалася найбільш ефективно.

#### 4. Техніко-економічна оптимізація тракту СВЧ приймальні і передавальної земної станції супутникового лінії зв'язку

Функції, що описують залежність вартості від технічного параметра компоненти системи - отримали назви:

**функціонально вартісні моделі (ФВМ).**

Математично ФВМ є функціональні залежності виду:

$$C = f(T_1, T_2, \dots, T_n); \quad (11)$$

де  $C$  - свартість об'єкта;  $T_i$  - технічні характеристики об'єкта;

#### Послідовність рішення задачі визначення параметрів передавальної ЗС.

1) Визначити вирази для ФВМ антени  $C_a = f_a(D_a)$  і передавача  $C_{nd} = f_{nd}(P)$ .

2) Знайти функціональну залежність вартості ЗС від діаметра антени, потужності передавача  $C_{\Sigma} = f_a(D_a) + f_{nd}(P)$ .

3) З урахуванням виразів для ЕІВП:

$$E = P \cdot G_a \quad (12)$$

і коефіцієнта посилення антени:

$$G_a = D_a^2 \cdot \pi^2 \cdot \text{КИП} / \lambda^2 \quad (13)$$

знайти функціональну залежність вартості ЗС від діаметра антени, ЕІВП

$$C_{\Sigma} = f_a(D_a) + f_{nd}^*(D_a, E)$$

4) Знайти функціональну залежність оптимального діаметра антени

$D_a = f_a(E, \lambda, \text{КИП})$ , який буде відповідати мінімуму вартості ЗС  $C_{\Sigma}$ . Для цього необхідно вирішити рівняння:

$$\frac{dC_{\Sigma}}{dD_a} = 0, \quad (14)$$

5) Підставивши чисельні значення  $E, \lambda, KИП$  в знайдену залежність визначити діаметр антени  $D_{opt}$ .

6) Підтвердити, що знайдене значення  $D_{opt}$  задовольняє умові мінімуму  $C_{\Sigma}$ . Для цього знайти  $\frac{d^2 C_{\Sigma}}{dD_a^2}$ , підставити чисельне значення діаметра антени і переконатися що

$$\left. \frac{d^2 C_{\Sigma}}{dD_a^2} \right|_{D_a=D_{opt}} > 0. \quad (15)$$

7) Визначити потужність передавача виходячи з виразів:  $E = P \cdot G_{a,opt}$ ;  $G_{a,opt} = D_{opt}^2 \cdot \pi^2 \cdot KИП / \lambda^2$ .

8) Для знайдених значень  $D_{opt}$  і  $P$  знайти вартість ЗС використовуючи функціональну залежність  $C_{\Sigma} = f_a(D_a) + f_{no}(P)$ .

### **Послідовність рішення задачі визначення параметрів приймальної ЗС.**

1) Визначити вирази для ФВМ антени  $C_a = f_a(D_a)$  і приймача  $C_{np} = f_{np}(T_{ш})$ .

2) Знайти функціональну залежність вартості ЗС від діаметра антени, еквівалентної шумової температури приймача  $C_{\Sigma} = f_a(D_a) + f_{np}(T_{ш})$ .

3) З урахуванням виразів для добротності:

$$Q = G_a / T_{ш} \quad (16)$$

і коефіцієнта посилення антени:

$$G_a = D_a^2 \cdot \pi^2 \cdot KИП / \lambda^2 \quad (17)$$

знайти функціональну залежність вартості ЗС від діаметра антени, добротності

$$C_{\Sigma} = f_a(D_a) + f_{np}^*(D_a, Q).$$

4) Знайти функціональну залежність оптимального діаметра антени

$D_a = f_a(Q, \lambda, KИП)$ , який буде відповідати мінімуму вартості ЗС  $C_{\Sigma}$ . Для цього необхідно вирішити рівняння:

$$\frac{dC_{\Sigma}}{dD_a} = 0, \quad (18)$$

5) Підставивши чисельні значення  $Q, \lambda, KИП$  в знайдену залежність визначити діаметр антени  $D_{opt}$ .

6) Підтвердити, що знайдене значення  $D_{onm}$  задовольняє умові мінімуму  $C_{\Sigma}$ . Для цього знайти  $\frac{d^2 C_{\Sigma}}{dD_a^2}$ , підставити чисельне значення діаметра антени і

перекоонатися що 
$$\left. \frac{d^2 C_{\Sigma}}{dD_a^2} \right|_{D_a=D_{onm}} > 0. \quad (19)$$

7) Визначити еквівалентну шумову температуру приймача скориставшись виразами:  $Q = G_a / T_{ш}$ ;  $G_a = D_a^2 \cdot \pi^2 \cdot КИП / \lambda^2$ .

8) Для знайдених значень  $D_{onm}$  і  $T_{onm}$  знайти вартість ЗС використовуючи функціональну залежність  $C_{\Sigma} = f_a(D_a) + f_{np}(T_{ш})$ .

## ВИСНОВКИ

Розглянутий приклад дозволяє сформулювати особливості радіолінії далекого космічного зв'язку:

- передача інформації можлива лише за умови використання високоефективних прийомних антен з площею, яка вимірюється сотнями квадратних метрів;
- потужність сигналу на вході приймача (на граничних дальностях сучасних радіоліній) дуже мала - 10<sup>-19</sup> - 10<sup>-21</sup> Вт;
- потужність сигналу на вході детектора може бути багато менше потужності шумів (сигнал "птопає" в шумах);
- доплерівські зрушення частот мають дуже великі значення.

Для того щоб при таких важких умовах забезпечити передачу прийнятного кількості інформації, потрібна реалізація останніх досягнень області теорії і практики радіотехнічних пристроїв (антен, малошумні підсилювачів, генераторів стабільних коливань, механізмів формування та обробки сигналів і ін.), А також в області теорії зв'язку. Остання повинна дати відповіді на питання:

- Які граничні можливості передачі інформації при зазначених умовах і як далеко відстають від цих меж основні характеристики реальних радіоліній?
- Які радіосигнали повинні формуватися на передавальній стороні, щоб забезпечити передачу максимальної кількості інформації по даній радіолінії?
- Як потрібно перетворювати передані повідомлення - первинні сигнали, що знімаються з датчикової (вимірювальної), фототелевізійна і іншої бортової апаратури, а також як повинні оброблятися повідомлення, одержувані на виході радіолінії, щоб при обраних її характеристиках отримати максимум інформації, що цікавить?

Наведений числовий приклад характеризує проблематику систем далекого космічного зв'язку.

У звичайних системах супутникового зв'язку дальність зв'язку зазвичай не перевищує  $d \approx 3000 \div 50000$  км. Однак, ряд обставин ускладнюють передачу інформації і в цих системах.

*До них відносяться:*

1. Ряд КА можуть нести дуже малу корисне навантаження, внаслідок чого потужність передавальних пристроїв не перевищує одиниць ват.

2. Деякі КА об'єкти не стабілізуються і, отже, можуть використовувати лише малоефективні всеспрямовані антени.

3. Не представляється можливим використовувати приймальні антени великою ефективною площею ( $S$ ), так як це економічно не вигідно при великому числі таких антен і технічно важко при великих кутових швидкостях об'єктів.

4. Недоцільно використовувати в ЗС дорогу апаратуру прогнозування доплеровських зрушень частот і високостабільні бортові і наземні еталони частот (використання GPS пом'якшує категоричність цього висновку)

5. На вході приймальних пристроїв цих радіоліній істотне значення можуть мати перешкоди, створювані іншими радіотехнічними засобами.

Крім того в даний час необхідно мати супутникові радіолінії великої пропускну здатності.

І, нарешті, оскільки число одночасно працюючих радіоліній безперервно зростає, то істотне значення набуває проблема економії смуги займаних ними частот.

Всі вищевказані обставини визначають необхідність реалізації в системах зв'язку з ШСЗ всіх досягнень теорії і техніки зв'язку.

## Перелік посилань

1. Брагин А.С. Радиотелекоммуникационные системы. Часть 1. Тракты радиопередачи -К.:НТУУ “КПИ”, 2005. – 244 с.
2. Авдєєнко Г. Л. Методичні рекомендації до виконання лабораторних робіт, практичних та семінарських занять з дисциплін «Передавальні та приймальні пристрої», «Телекомунікаційні тракти прийому та передачі сигналів» (електронна версія).
3. Брагін А.С. Передавальні та приймальні пристрої систем безпроводового зв'язку. Тестові завдання (електронна версія).
4. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с.
5. Клоков В.В., Павликов С.Н. Устройства формирования и генерирования сигналов в системах подвижной радиосвязи: Учебное пособие. - Владивосток: изд-во МГУ. 2008. – 287 с.
6. Ворона В. А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007 – 384 с.: ил.
7. Дегтярь Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – Часть 1. – 480 с.
8. Дегтярь Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – Часть 2. – 548 с.
9. Садовомовский А. С. Приемо-передающие радиоустройства и системы связи: учебное пособие для студентов специальности 21020165 / А. С. Садовомовский. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.
10. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/ В. В. Шахгильдян, В. Б. Козырев, А. А. Ляховкин и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.: ил.
11. Дингес С.И., Иванюшкин Р.Ю., Козырев В.Б., Кукк К.И., Шахгильдян В.В., Шумилин М.С. Радиопередающие устройства: учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 1200 с.
12. Зырянов Ю.Т., Федюнин П.А., Белоусов О.А., Рябов А.В., Головченко Е.В., Курносов Р.Ю. Радиопередающие устройства в системах радиосвязи: учебное пособие. – СПб.: Издательство «Лань», 2019. – 176 с.
13. Зырянов Ю.Т., Федюнин П.А., Белоусов О.А., Рябов А.В., Головченко Е.В., Курносов Р.Ю. Проектирование радиопередающих устройств для систем подвижной радиосвязи: учебное пособие. – СПб.: Издательство «Лань», 2019. – 116 с.
14. Салабай О. В. Ескізне проектування радіоприймальних пристроїв./Салабай О. В. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2012 – 76 с.
15. А. И. Фалько Основы радиоприема. Учебное пособие /СибГУТИ. – Новосибирск, 2012. – 259 с.

16. Пушкарев В. П. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 201 с.
17. Никитин Н. П. Устройства приема и обработки сигналов: учебное пособие для вузов / Н. П. Никитин. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2009.
18. Аржанов В. А. Проектирование радиоприемных устройств: учеб. пособие / В. А. Аржанов, А. П. Науменко. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2008. – 312 с.
19. Радиоприемные устройства: Учебник для ВУЗов / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; под ред. Н. Н. Фомина. – М.:Горячая линия – Телеком , 2007. – 520 с.: ил.
20. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 456 с.: ил.
21. Онищук А. Г. Радиоприемные устройства: учеб. пособие / А. Г. Онищук, И. И. Забеньков, А. М. Амелин. – 2-е изд., испр. – Минск: Новое знание, 2007. – 240 с.: ил. – (Техническое образование)
22. Садовомовский А. С. Приемо-передающие радиоустройства и системы связи: учебное пособие для студентов специальности 21020165 / А. С. Садовомовский. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 243 с.
23. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие для вузов/ В. С. Плаксиенко; Под ред. В. С. Плаксиенко – 2-е изд. Испр. – М.: Учебно-методический и издательский центр (Учебная литература), 2004. – 376 с.: ил.
24. Зырянов Ю.Т., Удовикин В.Л., Белоусов О.А., Курносов Р.Ю. Радиоприемные устройства в системах радиосвязи: учебное пособие – СПб.: Издательство «Лань», 2019. – 319 с.